



**UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH**

**Escola Superior d'Enginyeries Industrial,
Aeroespacial i Audiovisual de Terrassa**



*Estudi de la implementació del control vectorial
d'un motor PMSM mitjançant dSPACE*

Alvar Villegas Vidal

*QP 2018-2019 Màster Universitari en Enginyeria de Sistemes
Automàtics i Electrònica Industrial*

Titulació:

Màster Universitari en Enginyeria de Sistemes
Automàtics i Electrònica Industrial

Alumne:

Alvar Villegas Vidal

Enunciat TFM:

Estudi de la implementació del control vectorial d'un
motor PMSM mitjançant dSPACE

Director del TFM:

Joan Montaña Puig

Codirector del TFM:

Andrés Tarraso Martínez

ÍNDEX DE REFERÈNCIA:

n : Revolucions de gir (rpm)

f : Freqüència elèctrica (Hz)

p : Parell de pols

φ_b : Flux magnètic (Wb)

B : Intensitat de camp magnètic (T)

e_b : Força contra electromagnètica (V)

λ_{pm} , λ , K_e : Constant electromagnètica (V·s/rad)

ω_r : Velocitat angular del rotor (rad/s)

ω_e , ω_s : Velocitat angular de camp elèctric i magnètic (rad/s)

L_q : Inductància de quadratura (H)

L_d : Inductància directe (H)

μ_0 : Permeabilitat magnètica en el buit (H/m)

N : Número de voltes de bobina

g : Reluctància magnètica del ferro en (H^{-1})

h_m : Reluctància magnètica del imant (H^{-1})

A : Superfície (m^2)

m_a : Índex de modulació en amplitud en tant per u

m_f : Índex de modulació en freqüència en tant per u

A_r : Amplitud ona de referència (V)

A_c : Amplitud ona portadora (V)

F_r : Freqüència ona de referència (Hz)

F_c : Freqüència ona portadora (Hz)

R_s : Resistència estator (Ω)

$\lambda_{\alpha\beta}$, λ_β , λ_α : Flux magnètic respecte el sistema de referència alpha-beta (Wb)

$i_{\alpha\beta}$, i_β , i_α : Corrents elèctriques per el estator respecte el sistema de referència alpha-beta (A)

T_e : Parell electromagnètic (Nm)

λ_{ds} , λ_{qs} : Flux magnètic respecte el sistema de referència d-q (Wb)

i_{ds}, i_{qs} : Corrents elèctriques per el estator respecte el sistema de referència d-q (A)

v_{dq}, v_{ds}, v_{qs} : Tensions aplicades al estator respecte el sistema de referència d-q (V)

P_b : Potència base en el punt nominal de treball del motor (W)

ω_b : Velocitat base en el punt nominal de treball del motor (rad/s)

T_{max} : Parell màxim (Nm)

$u(t)$: Voltatge aplicat en funció del temps (V)

K_p : Constant de proporcionalitat en un controlador P

K_i : Constant integral en un controlador I

$e(t)$: Error en funció del temps

V_{ab}, V_{bc}, V_{ca} : Tensions de línia (V)

V_{an}, V_{bn}, V_{cn} : Tensions de fase (V)

V_{dc} : Tensió en el bus de contínua (V)

T_1, T_2 : Temps d'encesa dels semiconductors d'una branca (s)

T_z : Temps del cicle de PWM (s)

T_0 : Temps en el estat 0 en un cicle de PWM (s)

U_{ref} : Tensió de referència (V)

α : Angle del vector d'espai respecte el eix alpha (rad)

V_{pk} : Tensió de pic (V)

Índex de figures:

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 1: Classificació motors de corrent alterna | 14 |
| Figura 2: Comparativa entre una ona sinusoidal i una trapezoidal en motors | 15 |
| Figura 3: Comparativa de diferents disposicions d'imants en el rotor | 17 |
| Figura 4: Esquema d'un inversor trifàsic | 18 |
| Figura 5: Comparació de ona entre un VSI i un CSI | 20 |
| Figura 6: Classificació de tipus de control de motors | 23 |
| Figura 7: Esquema de blocs d'un control DTC | 26 |
| Figura 8: Divisió de sectors de tensió | 27 |
| Figura 9: Gràfica dels comparadors de corrent i flux | 28 |
| Figura 10: Taula de commutació per a un control DTC | 28 |
| Figura 11: Taula de commutació per als semiconductors en un control DTC | 29 |
| Figura 12: Esquema de blocs per a un control FOC amb modulació per SVPWM | 30 |
| Figura 13: Representació gràfica de la transformada de Clarke | 34 |
| Figura 14: Representació gràfica de la transformada de Clarke per a tres bobines desfasades 120° | 35 |
| Figura 15: Representació gràfica de la transformada de Park | 36 |
| Figura 16: Representació gràfica del canvi de referència de estator a rotor en un control FOC | 40 |
| Figura 17: Representació de la composició de I_s en funció de I_d i I_q | 41 |
| Figura 18: Corba de parell-velocitat per a un PMSM seguint les estratègies MTPA i FW | 41 |
| Figura 19: Corba de potència-velocitat per a un PMSM seguint les estratègies MTPA i FW | 42 |
| Figura 20: Representació gràfica de la trajectòria del control i dels límits del voltatge i la corrent en un control FOC | 45 |
| Figura 21: Diagrama de blocs de un controlador PI | 46 |
| Figura 22: Esquema d'un sistema de tracció elèctrica | 49 |
| Figura 23: Estat dels interruptors en funció dels vectors de voltatge d'un convertidor trifàsic | 50 |
| Figura 24: Representació del voltatge màxim d'un inversor segons el tipus de modulació de pols | 51 |
| Figura 25: Representació del voltatge de referència segons el sector en el que es trobi | 51 |
| Figura 26: Imatge de la targeta DS1104 | 54 |
| Figura 27: Imatge de la plataforma d'entrades i sortides de la dSPACE DS1104 | 55 |
| Figura 28: Imatge del inversor trifàsic del laboratori | 56 |
| Figura 29: Imatge del motor NT Dynamo | 57 |
| Figura 30: Imatge dels connectors del motor NT Dynamo | 58 |
| Figura 31: Captura d'oscil·loscopi de la tensió aplicada i la corrent llegida per a calcular la inductància | 59 |
| Figura 32: Característiques de entrada i sortida de les pinces amperimètriques utilitzades | 60 |

| | |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Figura 33: Imatge del muntatge del experiment al laboratori..... | 61 |
| Figura 34: Imatge de les connexions fetes a la plataforma de entrades i sortides..... | 61 |
| Figura 35: Adaptador utilitzat per a les entrades i sortides digitals del connector CP17 i CP18..... | 62 |
| Figura 36: Connexió de les senyals de PWM al inversor trifàsic | 62 |
| Figura 37: Bloc Simulink del encoder | 64 |
| Figura 38: Bloc Simulink de les entrades digitals | 65 |
| Figura 39: Bloc Simulink de la interrupció del PWM | 65 |
| Figura 40: Bloc Simulink de les entrades analògiques | 65 |
| Figura 41: Bloc Simulink dels buffers de comunicació | 66 |
| Figura 42: Bloc Simulink per a la interrupció per software | 66 |
| Figura 43: Bloc Simulink per al SVPWM | 66 |
| Figura 44: Esquema Simulink de tota la programació realitzada | 67 |
| Figura 45: Esquema Simulink de les lectures de corrent i l'execució de la interrupció per software..... | 68 |
| Figura 46: Esquema Simulink de las lectures del encoder incremental i del encoder efecte hall | 68 |
| Figura 47: Esquema Simulink del descodificador del encoder efecte hall..... | 69 |
| Figura 48: Esquema Simulink del calculador de la posició i la velocitat elèctrica..... | 70 |
| Figura 49: Esquema Simulink del control de corrent i PWM | 70 |
| Figura 50: Esquema Simulink del control de corrent intern | 71 |
| Figura 51: Esquema Simulink del subsistema de càlcul dels temps d'encesa..... | 71 |
| Figura 52: Esquema Simulink de la taula de conversions de voltatges i sector a temps d'encesa..... | 72 |
| Figura 53: Captura de la interfície gràfica dissenyada per al experiment..... | 73 |
| Figura 54: Disposició dels elements del muntatge al laboratori | 78 |
| Figura 55: Esquematic dels connectors de la dSpace DS1104 | 78 |
| Figura 56: Configuració en Simulink de les entrades analògiques | 80 |
| Figura 57: Configuració en Simulink del encoder incremental | 80 |
| Figura 58: Configuració en Simulink de les entrades digitals | 80 |
| Figura 59: Configuració en Simulink del numero de parells de pols del motor | 81 |
| Figura 60: Esquema simulink dels paràmetres a modificar en el desacoblador | 81 |
| Figura 61: Configuració en Simulink de la freqüència del PWM | 82 |
| Figura 62: Captura del botó de simulink per carregar el programa a la dSpace..... | 82 |
| Figura 63: Captura de la ToolWindow del controldesk | 83 |
| Figura 64: Captura del boto per iniciar el controldesk..... | 84 |

Índex de taules:

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Taula 1: Paràmetres necessaris per a modelitzar un motor elèctric | 17 |
| Taula 2 : Comparativa control escalar i vectorial | 24 |
| Taula 3: Taula de referència per a ajustar un controlador PID manualment | 47 |
| Taula 4: Càlcul de les constants d'un controlador PID seguint el mètode de Ziegler-Nichols | 48 |
| Taula 5: Avantatges i desavantatges dels diferents mètodes d'ajust d'un controlador PID | 48 |
| Taula 6: Taula d'estats dels vectors de voltatge en un convertidor trifàsic..... | 50 |
| Taula 7: Temps d'encesa dels interruptors en funció del sector de voltatge | 52 |
| Taula 8: Taula de connexions del muntatge..... | 79 |

Resum:

Ens ha tocat viure el final de la època dels combustibles fòssils i el començament de la era de les energies alternatives i els mètodes de propulsió alternatius. Per tot això resulta interessant l'estudi d'aquests mètodes de tracció i com es controlen. Un dels mètodes de control més utilitzats és el *Space Vector Pulse Width Modulation* o control de modulació d'ample de pols per vector d'espai. En aquesta tesi es pretén explicar i implementar un control d'aquest tipus utilitzant el material disponible al laboratori de tracció elèctrica així com dissenyar una pràctica de laboratori per tal de que els nous estudiants puguin aprendre i entendre millor aquesta metodologia de control.

Resumen:

Nos ha tocado vivir el final de la época de los combustibles fósiles i el comienzo de la era de las energías alternativas y los métodos de propulsión alternativos. Debido a todo esto resulta interesante el estudio de estos métodos de tracción i su control. Uno de los métodos de control más utilizados es el *Space Vector Pulse Width Modulation* o control de modulación de ancho de pulso por vector de espacio. En esta tesis se pretende explicar i implementar un control de este tipo utilizando el material disponible en el laboratorio de tracción eléctrica así como diseñar una práctica de laboratorio para que los Nuevos estudiantes puedan aprender i entender mejor esta metodología de control.

Abstract:

Nowadays we are living the end of the fossil fuels and the beginning of alternative energies and propulsion methods. Due to that it is interesting to study those tractive methods and how they are controlled . One of the most used of these methods is the *Space Vector Pulse Width Modulation*. In this thesis is pretended to explain and apply this control method using the material found in the traction laboratory of the university and design a laboratory practice so the new students can learn and have a better understanding of this control method.

Índex:

| | | |
|-------|-------------------------------------------------------------------|----|
| 1 | Introducció: | 12 |
| 1.1 | Objectius generals: | 12 |
| 1.2 | Objectius específics:..... | 12 |
| 2 | Introducció i teoria del motor síncron d'imants permanents: | 13 |
| 2.1 | Introducció:..... | 13 |
| 2.2 | Classificació dels motors elèctrics de corrent alterna: | 13 |
| 2.3 | Tipus de motors síncrons d'imants permanents: | 15 |
| 3 | Introducció i teoria dels convertidors de potència: | 18 |
| 3.1 | Introducció:..... | 18 |
| 3.2 | Funcionament: | 18 |
| 3.3 | Classificació: | 19 |
| 3.4 | Mètodes de modulació de voltatge:..... | 21 |
| 3.5 | Estratègies de control per a motors PMSM:..... | 23 |
| 3.5.1 | Control Escalar:..... | 24 |
| 3.5.2 | Control vectorial: | 25 |
| 4 | Teoria models matemàtics:..... | 33 |
| 4.1 | Clarke i Park | 33 |
| 4.1.1 | Clarke o transformació alpha-beta:..... | 33 |
| 4.1.2 | Park o transformada dq0:..... | 35 |
| 4.2 | PMSM..... | 37 |
| 4.3 | FOC..... | 39 |
| 4.3.1 | MTPA: | 40 |
| 4.3.2 | Debilitament de camp: | 41 |
| 4.4 | Reguladors PI's:..... | 45 |
| 4.4.1 | Mètodes d'ajust dels reguladors PI: | 46 |
| 4.5 | SVPWM | 49 |
| 5 | Hardware utilitzat i muntatge del sistema:..... | 54 |
| 5.1 | Dspace DS-1104: | 54 |
| 5.2 | Convertidor | 56 |
| 5.3 | Motor | 57 |
| 5.4 | Sensors..... | 59 |
| 5.5 | Muntatge del experiment..... | 60 |

| | | |
|-------|-----------------------------------------|----|
| 6 | Software: | 63 |
| 6.1 | Simulink:..... | 63 |
| 6.1.1 | Explicació blocs i eines Simulink | 64 |
| 6.1.2 | Explicació programació:..... | 67 |
| 6.2 | ControlDesk: | 72 |
| 6.2.1 | Disseny de la interfície..... | 72 |
| 7 | Resultats: | 74 |
| 8 | Realització guió practica:..... | 77 |
| 9 | Bibliografia: | 85 |
| 10 | Annexos: | 86 |

1 Introducció:

1.1 Objectius generals:

L'objectiu d'aquest projecte és la programació d'un control vectorial utilitzant el mètode del *Space Vector Pulse Width Modulation* o SPWM en un motor de imants permanents. Això es durà a terme mitjançant la plataforma *dSPACE* un convertidor de potència i un motor PMSM. A nivell de software s'utilitza el entorn de programació *Simulink* i *ControlDesk*, el primer per tal de realitzar tota la programació i el segon per tal de dissenyar una interfície gràfica amb la qual ajustar els paràmetres, regular la comanda de parell desitjat i veure el comportament del motor.

1.2 Objectius específics:

De forma més específica es pretén fer primer una introducció a la teoria de motors elèctrics, convertidors de potència i mètodes de control en general, així com explicar els models matemàtics utilitzats i tota la teoria darrera el control *SVPWM*. També es presenta una explicació de tot el hardware utilitzat, plataforma de control, convertidor, motor i sensors utilitzats, juntament amb el software que s'ha fet servir per programar el control, el sensatge de dades i la interfície gràfica per ajustar i regular el control. Finalment es proposarà un guió de practiques de laboratori per tal de veure el funcionament del *SVPWM* amb el muntatge dut a terme en aquesta tesis, per tal de oferir una eina d'aprenentatge nova als estudiants.

2 Introducció i teoria del motor síncron d'imants permanents:

2.1 Introducció:

La primera màquina síncrona va ser desenvolupada durant la meitat del segle 19 com a generador monofàsic per alimentar sistemes d'il·luminació. Els primers dissenys es van fer amb rotors de pols sortints i turbo generador. Anant de la mà amb el desenvolupament de plantes de producció elèctrica l'ús i el tamany d'aquestes màquines va anar creixent amb el tamany de les plantes de producció. En el àmbit de la producció industrial el motor síncron s'utilitzava on es requeria una velocitat constant.

Gràcies al desenvolupament dels convertidors de freqüència avui en dia les màquines síncrones es poden fer servir com a motors regulats en parell, velocitat o posició, i només recentment han trobat el seu lloc en noves aplicacions tan de petites dimensions com rellotges, fonògrafs i màquines de precisió fins a aplicacions de gran tamany com grues, mescladores de ciment o grans sistemes d'extracció de minerals.

Un efecte secundari i una de els principals raons per la qual està augmentant tant el seu ús es que la seva alta eficiència pot contribuir a reduir els gasos d'efecte hivernacle i la contaminació generada pels sistemes de tracció convencional que utilitzen combustibles fòssils. Poc a poc els motors de gasolina o derivats estan sent substituïts per motors elèctrics o si no al menys son ajudats per aquests en sistemes de propulsió híbrida. Els avenços en electrònica relacionats amb els processadors i amb la tecnologia de semiconductors també ha fet possible implementar fàcilment tècniques de control més avançades que utilitzen algoritmes més complexos però que al mateix temps ajuden a augmentar la eficiència o millorar la resposta dels motors d'imants permanents.

2.2 Classificació dels motors elèctrics de corrent alterna:

Com es pot apreciar en la figura 1 els motors de corrent alterna o AC, del anglés *Altern Current*, es poden dividir en motors asíncrons o síncrons. Com en tots els motors AC els motors asíncrons treballen amb el principi de la creació de un camp magnètic rotatiu. Tècnicament els motors asíncrons s'assemblen als transformadors elèctrics, sent el estator el debanat primari i el rotor el secundari. El nom de asíncrons prové del fet que la velocitat del rotor és més baixa que la del camp magnètic rotatiu. Aquest comportament o diferencia es diu lliscament.

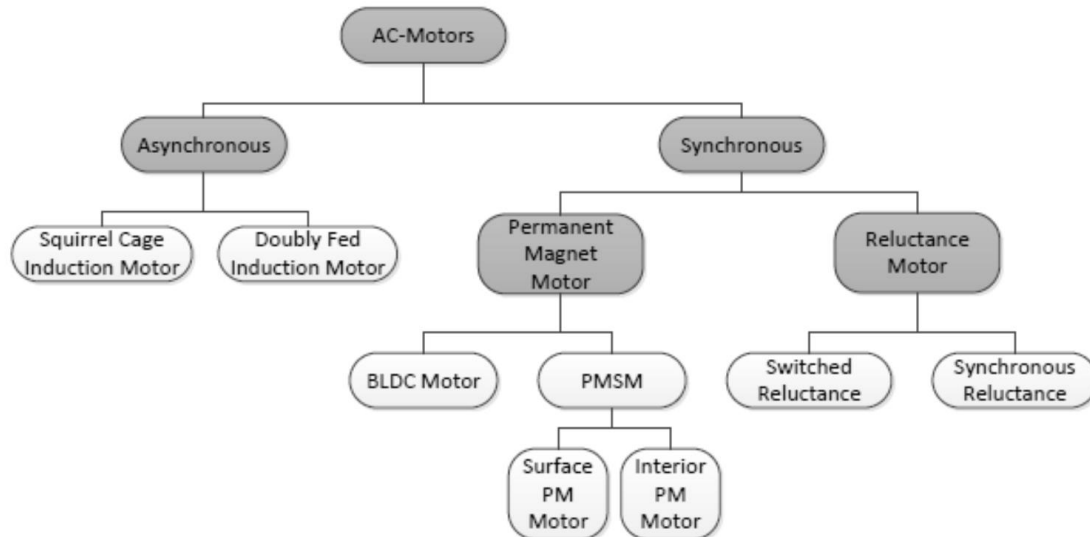


Figura 1: Classificació motors de corrent alterna

Els motors síncrons utilitzant el camp magnètic del rotor i el estator per sincronitzar l'un amb l'altre respecte la seva posició derivant en una rotació síncrona del rotor amb el camp magnètic generat per el estator. A efectes pràctics es com si es pogués un imant al voltant del altre sense mai tocar-se un amb l'altre, sent el imant que es mou activament el estator. Aquest comportament de sincronisme es pot apreciar en la equació que regeix la seva velocitat la qual es mostra a baix. Si un motor tingues 4 pols i s'alimentés amb una tensió de 50 Hz la velocitat seria de 1500 rpm's.

Equació 1

$$n = 60 \cdot \frac{f}{p}$$

Els motors de reluctància utilitzen el efecte que s'aprecia quan es manté un imant a prop de un objecte magnetitzable com un clip o un clau de ferro. El rotor consisteix en un material ferromagnètic i es atret pel camp magnètic rotatiu creat per les bobines del estator. Tot i la seva baixa densitat de potència aquest motors presenten l'avantatge d'un cost més reduït degut a la eliminació dels imants i unes velocitats molt més altes gràcies a la mes baixa inèrcia del rotor.

Els motors d'imants permanents utilitzant el efecte de repulsió i atracció de camps magnètics polaritzats que s'experimenta quan ajuntes dos imants amb el mateix pol. Els imants del rotor són impulsats pel camp magnètic creat a les bobines del estator.

Els motors d'imants permanents es classifiquen en dos categories segons la forma de la seva ona contraelectromotriu o *BEMF*, del angles *Back Electro Motive Force*. Segons la llei de Faraday la BEMF es crea quan una bobina gira dins d'un camp magnètic o al revés una bobina experimenta un camp magnètic rotatiu al seu voltant. La variació en el flux magnètic indueix un voltatge a la bobina on la K_b es la constant de BEMF, i ω_r la velocitat angular del rotor.

Equació 2

$$\Phi_B = \iint_{\Sigma(t)} B(r, t) dA$$

Equació 3

$$e_b = k_b \cdot \omega_r$$

En la següent figura es pot apreciar la diferencia de forma d'ona vista des de un oscil·loscopi.

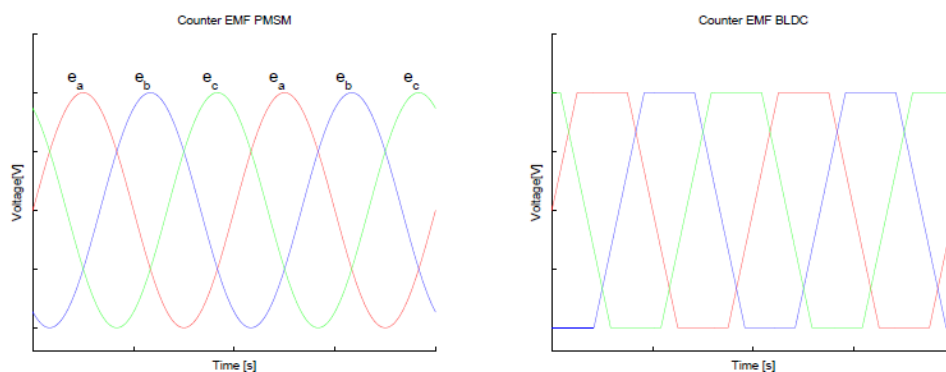


Figura 2: Comparativa entre una ona sinusoidal i una trapezoidal en motors

2.3 Tipus de motors síncrons d'imants permanents:

Hi ha diversos tipus de motors d'imants permanents, depèn de la distribució dels imants s'anomenen d'una manera o un altre així com també varia el seu comportament. Els que tenen imants permanents cobrint tota la superfície del seu rotor són anomenats motors

d'imants superficials. Motors en els quals els imants estan insertats dins del rotor es diuen motors d'imants interiors. Aquestes diferències constructives afecten en els valors de les reluctàncies i inductàncies del motor. Degut a la permeabilitat magnètica relativa propera a 1 dels imants permanents actuals poden ser tractats com aire en lo a que a la reluctància magnètica implica.

Els imants enterrats en el rotor casi sempre deriven en una inductància síncrona en el eix q més gran que la del eix d, menters que en els motors de imants superficials las dos inductàncies son molt semblants. Aquesta diferencia implica certes variacions en el que el control i el comportament del motor es refereix.

Equació 4

$$L_q > L_d$$

Equació 5

$$L_d = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{A}{2(g + h_m)}$$

Equació 6

$$L_q = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{A}{2g}$$

Equació 7

$$L_q = L_d$$

Equació 8

$$L_q = L_d = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{A}{2(g + h_m)}$$

En aquestes equacions es pot apreciar la diferencia. Les tres primeres equacions es refereixen als motors de imants enterrats en els que la inductància del eix q no es veu afectada per la reluctància del imant. En canvi en el segon cas, on el rotor es d'imants superficials tan la L_d com la L_q depenen dels mateixos paràmetres el qual fa que siguin iguals.

En la següent figura es poden veure diferents tipus de motors d'imants permanents, tan de imants superficials com rotors d'imants enterrats, amb diferents configuracions per cada tipus.

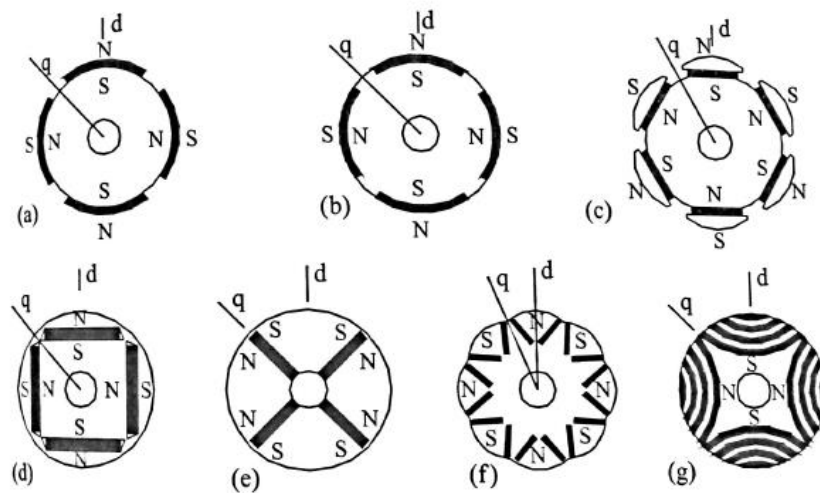


Figura 3: Comparativa de diferents disposicions d'imants en el rotor

Utilitzant diferents distribucions es poden obtenir diferents característiques, per exemple en la figura (e) s'aconsegueix una concentració de flux més alta degut a la disposició dels imants tot i que aquests tinguin una densitat de flux més baixa, es a dir, amb un imant de 0,4T es poden aconseguir 0,8T en el entreferro. Tot i que el ús de imants permanents a la superfície permet aprofitar millor el flux magnètic d'aquest i el control és més fàcil degut a la igualtat d'inductàncies, la densitat de potència i la velocitat màxima d'aquests és més baixa. Això és degut a la força centrífuga i a la proximitat dels imants a les bobines les quals dissipen les pèrdues en forma de calor, la qual cosa pot derivar en una desmagnetització dels imants.

Els paràmetres més importants que es necessiten per tal de crear els models matemàtics i realitzar el control del motor són els presentats en la taula següent:

Taula 1: Paràmetres necessaris per a modelitzar un motor elèctric

| Significat | Paràmetre | Unitat |
|-----------------------------------------|------------|----------|
| Resistència del bobinat | R_s | Ω |
| Inductàncies en els eixos D i Q. | L_d, L_q | H |
| BEMF | λ | Vs/rad |
| Parells de pols | P | - |

3 Introducció i teoria dels convertidors de potència:

3.1 Introducció:

Un convertidor de potència es aquell circuit que modifica la entrada de corrent continua (DC), per convertir-la en corrent alterna (AC) de una freqüència, fase i voltatge determinats. En la majoria dels casos en tracció elèctrica aquesta entrada de corrent continua la dona una bateria, en aquest cas serà una font de corrent continua. La sortida en corrent alterna constarà de 3 ones sinusoidals desfasades 120 graus entre elles.

Els convertidors de potència que es troben avui en dia al mercat varien molt en eficiència, tipus de sortida i característiques de treball. Normalment els inversors de alt rendiment compten amb sortides de ona sinusoidal pura o quasi pura. Un altre característica que determina la qualitat i el preu del inversor es la potència de sortida en kW. També hi ha moltes configuracions de disseny molt diferents en lo que al control i els circuits respecte.

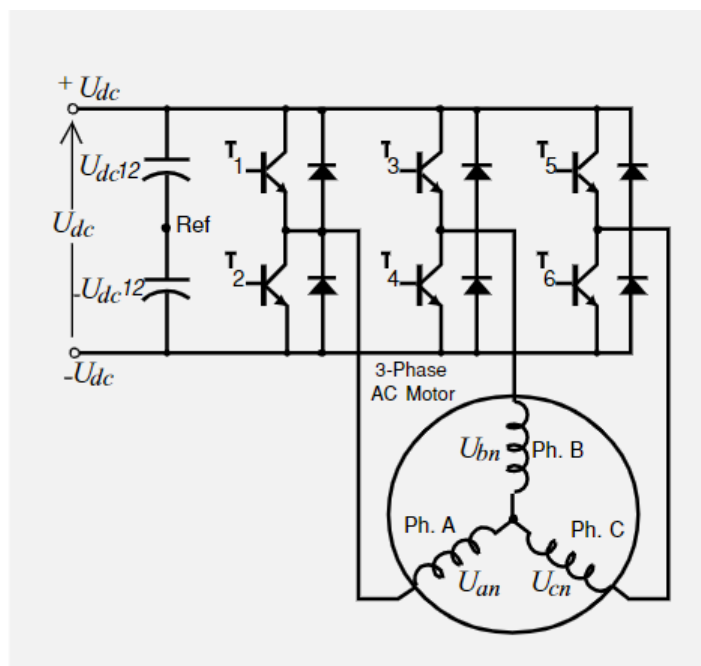


Figura 4: Esquema d'un inversor trifàsic

3.2 Funcionament:

El procés de convertir la corrent continua en alterna s'anomena inversió. Un inversor converteix el voltatge en DC a voltatge en AC d'una determinada freqüència i tensió.

Semiconductors controlats com IGBTs, tiristors GTO o transistors son utilitzats en els inversors.

La entrada de voltatge DC pot vindre de la sortida rectificada de una font alimentada per corrent alterna o d'una font de continua independent com pot ser una bateria de liti. La sortida en corrent alterna es controlada i ajustada pel control d'un processador el qual segons uns paràmetres, comandes d'entrada i estat del sistema donarà una tensió i una freqüència o un altre.

Un requeriment molt important per al control de la càrrega en un inversor de freqüència variable es que el voltatge o la corrent aplicada contingui el mínim possible de distorsions i sorolls no desitjats. La millor solució seria un inversor que generés una ona completament sinusoidal ja que la ona sinusoidal normalment és la més desitjada per un gran àmbit d'aplicacions. Tot i així un convertidor d'aquestes característiques resulta casi impossible ja que seria necessari una infinitat de semiconductors controlats. Inevitablement la sortida de corrent alterna dels inversors actuals contenen un cert nombre d'harmònics no desitjats.

Hi ha dues maneres de reduir el contingut harmònic a un nivell baix que estigui dintre d'uns límits raonables:

- Una manera de fer-ho es utilitzant un circuit de filtre a la sortida del inversor, mitjançant bobines i condensadors existeixen diferents topologies.
- Un altre manera més barata a nivell de components implica diferents estratègies de modulació per tal de reduir les distorsions en tensió eliminant o reduint a zero la necessitat de circuits de filtratge a la sortida.

3.3 Classificació:

Hi ha diverses maneres de classificar els convertidors les quals es presenten breument a continuació:

- Inversors monofàsics o trifàsics: Els inversors s'acostumen a dissenyar per tal de donar una sortida monofàsica o trifàsica depenent de l'aplicació. Per aplicacions industrials de gran tamany o mobilitat s'acostuma a utilitzar els trifàsics, ja que

la densitat de potència és més alta i el comportament dels motors acostuma a ser més suau.

- Inversors *offline* o *online*: Aquesta segona classificació es refereix a si el convertidor està connectat o no en xarxa. Quan el inversor és la única font d'alimentació del sistema, ens referim a aquest com a *offline*, en el moment en que el convertidor es una font dintre una xarxa en la qual ja venen imposades les tensions i freqüències d'alimentació es quan l'anomenem *online*.
- Inversors de corrent o de tensió: En funció del comportament dels circuits electromagnètics es fa distinció entre inversors de corrent o de tensió. Un inversor de tensió o *VSI*, del angles *Voltage Source Inverter*, modula el voltatge amb unes determinades característiques de voltatge, tensió i fase. Es el més comú i utilitzat de tots dos. La senyal de sortida d'aquest tipus d'inversor opera com a una font de tensió. En aquest primer cas la ona de voltatge es quadrada i les corrents acostumen a ser quasi sinusoidals degut a la impedància de la càrrega, per altre banda quan es tracta de un *CSI*, o *corrent source inverter*, la corrent es la que es quadrada i el voltatge casi sinusoidal. En els CSI trobem una impedància interna molt baixa i acostumem a trobar un condensador d'alta capacitat a la sortida per tal de mantenir la tensió constant.

En la següent imatge podem veure un exemple de les ones de sortida en els dos casos.

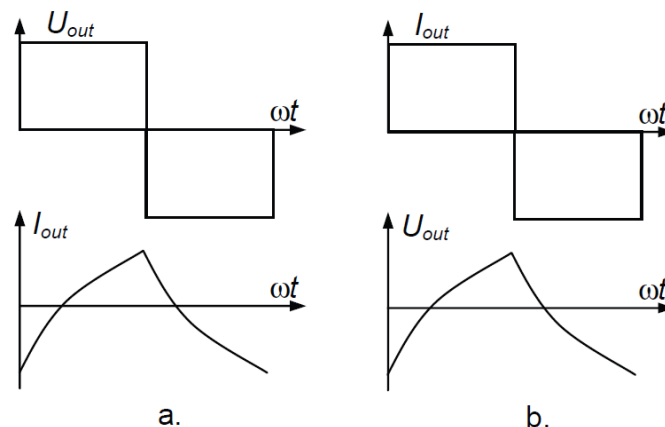


Figura 5: Comparació de ona entre un VSI i un CSI

Una altre de les funcions dels VSI, es la capacitat de modular la corrent en els dos sentits. Per tal d'aconseguir s'han d'afegir a les branques de semiconductors controlats díodes en paral·lel. La corrent de sortida del VSI es controlada en funció del voltatge modulad i de la resistència de la càrrega.

Hi ha dues principals maneres d'ajustar el voltatge de sortida en un convertidor DC/AC, variant el voltatge d'entrada en corrent continua, o mitjançant tècniques de modulació. En el primer cas el voltatge de sortida es independent de la del convertidor ja que es controla externament mitjançant la tensió en continua. En aquesta tesis s'estudia la segona manera per la qual controles el mode d'operació del convertidor.

3.4 Mètodes de modulació de voltatge:

Un altre sistema de classificació és el que té en compte la estratègia de modulació del voltatge. En un inversor com a font de voltatge la tècnica de modulació s'encarrega de convertir la consigna de tensió demanada en voltatge altern a la sortida d'aquest, controlant la forma de ona, el nivell de tensió i la freqüència.

Les tècniques de modulació es poden classificar en escalars i vectorials. Entre les tècniques escalars es troben la de tècnica de modulació de ona quadrada o *six-step*, la sinusoidal, la sinusoidal amb tercer harmònic entre altres, subdividits en tècniques de modulació amb portadora triangular o programades. Les tècniques de modulació vectorial es presenten durant els anys 80, les quals controlen el pont inversor com una unitat sencera i es basen en la representació vectorial del voltatge trifàsic. Aquests mètodes disminueixen les pèrdues per commutació i minimitzant el contingut harmònic de la senyal de sortida.

- Tècniques de modulació escalar o PWM: S'utilitzen tan en inversors trifàsics com monofàsics i es basen en la comparació d'una senyal de referència modular i una senyal portador de forma triangular o de dent de serra. La comparació entre elles genera un tren de polsos de amplitud específica que s'utilitzen en la commutació del pont inversor. La relació entre la amplitud de la senyal portadora i la senyal de referència s'anomena **índex de modulació** i es representa amb m_a , on A_c es l'amplitud de la senyal portadora i A_r de la senyal de referència. El índex m_f és el mateix per la freqüència. La modificació d'aquests dos índexs permet el control del voltatge de sortida en el inversor.

$$m_a = \frac{A_r}{A_c}$$

$$m_f = \frac{F_r}{F_c}$$

Idealment el índex de modulació de la freqüència ha de ser superior a 20 i la freqüència de la portadora múltiple de la freqüència de la senyal de referencia. Aquest índex determina la distorsió harmònica de la senyal de sortida la qual es una mesura del seu contingut harmònic.

La variació de la senyal de referencia i la seqüència de commutació donen com a resultat diferents tècniques de modulació PWM, cadascuna modifica la eficiència de la conversió, les pèrdues per commutació i la puresa de la senyal de sortida.

- Modulació SPWM bipolar o CB-SPWM: Aquesta tècnica genera la inversió del voltatge utilitzant un tren de polsos, l'amplada dels quals depèn del temps i del nivell de tensió desitjat a la sortida. La integració en el temps d'aquest tren de polsos representa una senyal sinusoidal. El tren de polsos es formarà per la comparació de una portadora triangular a una freqüència específica f_c amb tres senyals de referència sinusoidals desfasades 120 graus entre elles. La tensió de sortida contindrà harmònics a múltiples de la freqüència de la senyal portadora. El màxim valor de tensió al qual arriba la component fonamental de la tensió en aquesta tècnica es del ordre de $\pi/4$ o 0.785 per a un índex de modulació igual a 1. Quan el índex de modulació d'amplitud passa de 1 el inversor passa a treballar en la zona no lineal i gradualment arribarà a la amplitud màxima on passarà a operar com un inversor six-step.
- Modulació SPWM amb tercer harmònic: En inversors trifàsics amb neutre de carga flotant la corrent de la càrrega depèn de la tensió de línia i es possible sumar a la senyal de referencia senyals de seqüència 0 o ZSS, *del anglés Zero Sequence Signal*. Quan la senyal sinusoidal es suma el seu tercer harmònic, aquesta no produeix distorsió en el voltatge de fase U_{aN} , U_{bN} , o U_{cN} , i tampoc afecta la corrent pro mig en la càrrega, però això permet aconseguir més tensió amb índexs de modulació mes baixos, millorant la eficiència de la conversió. La suma del tercer harmònic de la senyal sinusoidal augmenta un 15,5% la eficiència de la conversió.
- Modulació PWM a 60 graus: Aquesta tècnica de modulació PWM es basa també en la suma de ZSS. El objectiu es aplanar la forma d'ona del voltatge de sortida des de els 60° als 120° i des de els 240° fins als 300°. Els semiconductors del pont inversor es mantenen encesos durant un terç de cicle el que repercuteix en menys pèrdues per commutació. Aquesta tècnica aprofita millor la tensió en el bus DC arribant a una tensió de fase igual a casi 0,6 vegades la tensió en continua.
- Modulació per eliminació d'harmònics: Es pretén generar una sèrie de polsos seguint una estratègia per tal d'eliminar alguns dels harmònics. Es similar a la tècnica anterior i també disminueix les pèrdues per

commutació. Aquest mètode pertany a les tècniques de modulació programada.

- Tècnica de modulació vectorial o *SVM (Space Vector Modulation)*: En aquest tipus de tècniques el pont inversor es controla per 8 estats de commutació. Es considera la millor alternativa de modulació per a inversors ja que maximitza el us de la tensió en continua, té un baix contingut harmònic i minimitza les pèrdues per commutació. Aquest tipus de tècnica és va popularitzar en el moment que els microprocessadors van permetre dur a terme la complexitat dels càlculs per tal de dur-la a terme. Tot i tenir molts avantatges respecte al mètode escalar també requereix d'una capacitat de processament més alta. La generació de voltatge mitjançant el SVM s'aconsegueix seleccionant adequadament per un temps determinat els estats dels semiconductors del pont inversor per cada període de commutació.

3.5 Estratègies de control per a motors PMSM:

Els motors síncrons tenen que ser controlats per inversors de freqüència variable per tal de ser capaços de funcionar a diferents règims. Per tal de fer això possible és necessari utilitzar una estratègia de control determinada per aconseguir la sortida desitjada. Les estratègies de control es poden dividir en dos grans categories en funció dels paràmetres que modifiquen per a controlar el motor. En la primera categoria, el control escalar, aquest només controla magnitud dels paràmetres, en canvi en el segon cas, el control vectorial, es controla tan magnitud com angle.

En la següent figura es pot apreciar amb més detall la divisió d'estratègies de control i les seves subdivisions.

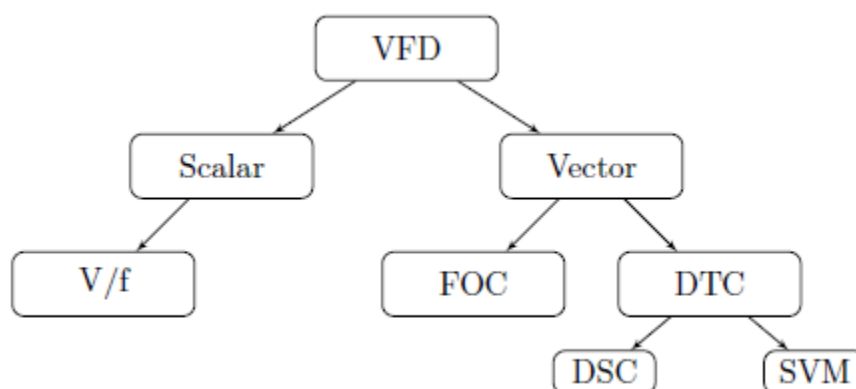


Figura 6: Classificació de tipus de control de motors

En aquesta figura es pot veure el control voltatge/freqüència dintre del grup de estratègies escalars, i el *Direct Control Torque* i el *Field Oriented Control* dintre del grup dels controls vectorials. Totes les estratègies s'explicaran a continuació donant especial èmfasi en el FOC ja que es la estratègia utilitzada en aquest cas d'estudi. En la següent taula podem veure la comparació entre els dos principals tipus de control.

Taula 2 :Comparativa control escalar i vectorial

| Característica | Control Escalar | Control Vectorial |
|--------------------------------|---------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------|
| Mètode de control | Llaç tancat en velocitat | Llaç tancat tan en velocitat com en corrent |
| Precisió de control | Alta precisió | Molt alta precisió |
| Control de parell | Indirectament | Mètode òptim |
| Sensors necessaris | Sensor de posició hall, encoder o tacòmetre | Sensor de posició precís i com a mínim dos sensors de corrent |
| Altres característiques | Es necessita la lectura de la velocitat. | Es necessita la lectura de posició i corrents així com una capacitat de processament elevada |
| Puntuació global | Bona | La millor |

3.5.1 Control Escalar:

El mètode més simple per a controlar qualsevol motor de corrent alterna es el control escalar, on el control es du a terme mantenint constant la relació entre el voltatge o la corrent, i la freqüència. La freqüència es modifica per aconseguir la velocitat síncrona desitjada, i aleshores la corrent o la tensió es modifiquen per tal de mantindre la relació constant.

El principal avantatge d'aquest mètode de control es la seva simplicitat, es pot fer servir en llaç obert sense la necessitat de *feedback* del motor. Requereix d'una capacitat de computació molt baixa. Tot i així els desavantatges són bastants també, la seva dificultat de resposta en aplicacions on es requereix molta variabilitat fa que només s'utilitzi quan la càrrega aplicada és molt constant o amb una variabilitat lenta i coneguda. Un altre desavantatge d'aquesta estratègia és la inestabilitat que té en superar certs valors de

freqüència, per tal d'evitar això s'han d'utilitzar bobinats secundaris que actuen com un rotor de gàbia d'esquirol.

3.5.2 Control vectorial:

Hi ha dos mètodes de control diferents quan parlem de control vectorial:

3.5.2.1 *Direct Torque Control o DTC:*

El control de parell directe o *DTC*, es caracteritza per la seva simplicitat, bona resposta i fiabilitat. AL contrari del FOC, que s'explicarà més endavant, el DTC pot funcionar sense mesura de la posició mecànica del rotor. Tot i així, per assegurar que la direcció de rotació es la correcta en un PMSM, la posició del rotor s'ha de saber en el moment d'arrencar. La raó de la seva simplicitat es que el DTC no requereix de cap tipus de regulador de corrent, transformacions matemàtiques o moduladors PWM.

Per altre banda els desavantatges d'aquest control són moltes:

- La dificultat de controlar el parell a baixes velocitats
- La gran rissada de corrent i de parell
- La freqüència de commutació variable
- L'alt nivell de soroll elèctric a baixes velocitats
- La falta de control directe sobre la corrent
- La necessitat de fer una bona estimació de la corrent en el bus de continua i la resistència del estator

El mètode de operació bàsic del DTC es seleccionar un vector de voltatges segons el error entre els valors de parell i flux demanats i els actuals, fa una estimació de la posició situant-la en un de 6 rangs de 60° en funció de l'angle del flux actual, i aplica tensió en el motor si la corrent es massa baixa i deixa d'aplicar-lo quan supera un límit. Un esquema bàsic de control per al DTC es pot veure a continuació.

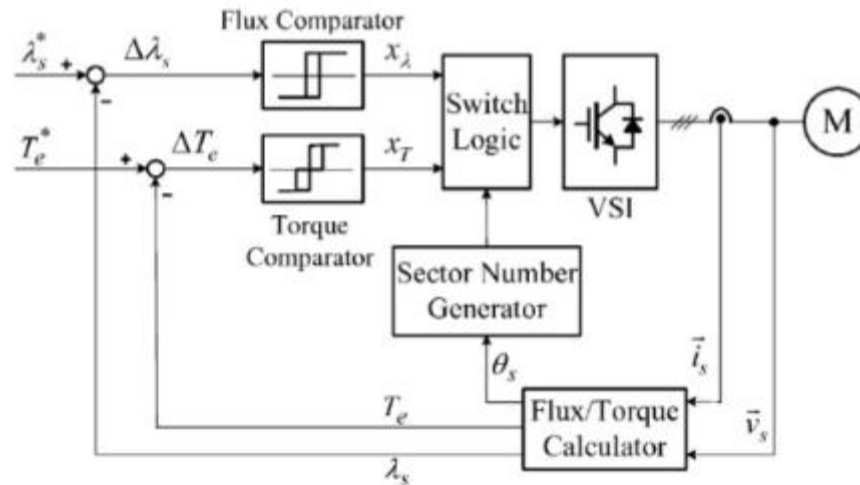


Figura 7: Esquema de blocs d'un control DTC

En el DTC hi ha 4 processos principals que fan possible el control del motor, el estimador de parell i flux, el estimador de sector, els comparadors de parell i flux, i finalment la lògica que genera les senyals per als semiconductors.

3.5.2.1.1 Estimador de parell i flux:

Primer de tot, utilitzant la corrent i el voltatge mesurats del motor, o només el voltatge i estimant la corrent, es fa servir la transformada de Clark per aconseguir un sistema bifàsic, amb això es pot calcular el parell, el flux i el angle elèctric.

El flux es calcula amb la següent equació:

Equació 9

$$\lambda_{\alpha\beta} = \int (v_{\alpha\beta} - R_s \cdot i_{\alpha\beta}) dt$$

El parell.

Equació 10

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot (\lambda_\alpha \cdot i_\beta - \lambda_\beta \cdot i_\alpha)$$

I finalment per determinar el sector en el qual el motor està treballant es necessita el càlcul del angle del vector de flux.

Equació 11

$$\tan^{-1}(\theta) = \frac{\lambda_\beta}{\lambda_\alpha}$$

3.5.2.1.2 Determinació del sector:

Utilitzant el diagrama de sectors i el angle calculat anteriorment es selecciona el sector de commutació. Es pot veure el diagrama a continuació.

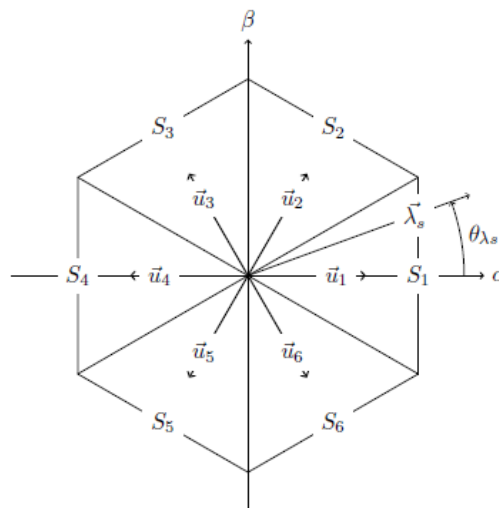


Figura 8: Divisió de sectors de tensió

3.5.2.1.3 Comparador de flux i parell:

Utilitzant el parell i el flux calculat, aquests són comparats amb les consignes demandades i s'aplica un control d'histèresis. Dintre del rang d'histèresis, si el parell desitjat és més

alt que l'actual es dona una sortida positiva, si pel contrari es més baixa la sortida passa a ser negativa, de la mateixa manera es controla el flux.

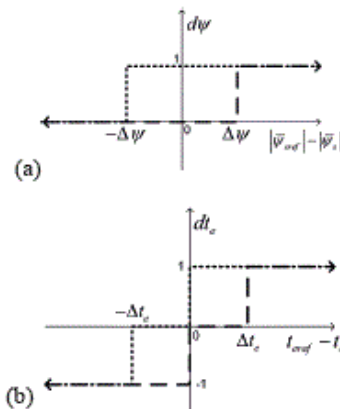


Figura 9: Gràfica dels comparadors de corrent i flux

3.5.2.1.4 Taula de commutació dels semiconductors:

Els estats dels comparadors i el numero de sector calculat son llegits per la taula de commutació, utilitzant una taula com la de baix es determina el sector del voltatge a aplicar.

| | | Sector | | | | | |
|-----------------|-----------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| $d\lambda = +1$ | $dT = +1$ | \vec{u}_2 | \vec{u}_3 | \vec{u}_4 | \vec{u}_5 | \vec{u}_6 | \vec{u}_1 |
| | $dT = 0$ | \vec{u}_0 | \vec{u}_7 | \vec{u}_0 | \vec{u}_7 | \vec{u}_0 | \vec{u}_7 |
| | $dT = -1$ | \vec{u}_6 | \vec{u}_1 | \vec{u}_2 | \vec{u}_3 | \vec{u}_4 | \vec{u}_5 |
| $d\lambda = -1$ | $dT = +1$ | \vec{u}_3 | \vec{u}_4 | \vec{u}_5 | \vec{u}_6 | \vec{u}_1 | \vec{u}_2 |
| | $dT = 0$ | \vec{u}_7 | \vec{u}_0 | \vec{u}_7 | \vec{u}_0 | \vec{u}_7 | \vec{u}_0 |
| | $dT = -1$ | \vec{u}_5 | \vec{u}_6 | \vec{u}_1 | \vec{u}_2 | \vec{u}_3 | \vec{u}_4 |

Figura 10: Taula de commutació per a un control DTC

Després de seleccionar el sector del voltatge correcte i utilitzant la següent taula de commutació es treuen els estats de tots els semiconductors per tal d'aconseguir el voltatge desitjat.

| | S_A | S_B | S_C |
|-------------|-------|-------|-------|
| \vec{u}_1 | 1 | 0 | 0 |
| \vec{u}_2 | 1 | 1 | 0 |
| \vec{u}_3 | 0 | 1 | 0 |
| \vec{u}_0 | 0 | 0 | 0 |

| | S_A | S_B | S_C |
|-------------|-------|-------|-------|
| \vec{u}_4 | 0 | 1 | 1 |
| \vec{u}_5 | 0 | 0 | 1 |
| \vec{u}_6 | 1 | 0 | 1 |
| \vec{u}_7 | 1 | 1 | 1 |

Figura 11: Taula de commutació per als semiconductors en un control DTC

3.5.2.2 Field oriented control o FOC:

En el control per orientació de camp o FOC l'objectiu es controlar dues magnituds de corrent, la directa i la de quadratura o I_d i I_q , per tal d'aconseguir el parell desitjat. La equació mostrada més a baix mostra el parell en funció d'aquestes dues components. Mitjançant un control independent de I_d i I_q es possible aconseguir la relació màxima de parell per ampere o MTPA, del anglès *Maximum Torque Per Ampere*, per tal de minimitzar la corrent que es necessita per a aconseguir un parell específic, la qual cosa maximitza la eficiència del motor.

Equació 12

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds})$$

Per a un motor d'imants permanents de pols superficials, la inductància directe és igual a la de quadratura, facilitant el control d'aquest. Un motor sense diferència d'inductàncies no genera parell de reluctància, això significa que la I_d no suma en el parell generat, per la qual cosa s'ha de mantindre a 0 sempre que es pugui per tal d'aconseguir el MTPA.

Per a un motor de pols sortints el control es una mica més difícil d'implementar ja que el motor produeix tan parell electromecànic com reluctant. Per aconseguir complir el MTPA, s'ha de calcular la I_d i I_q optimes per tal d'assolir el màxim parell.

Un dels paràmetres més crítics a la hora de aplicar el control FOC és la necessitat de tenir informació fiable sobre la posició del rotor. La manera més comuna d'aconseguir aquest valor es mitjançant l'ús de sensors de posició en el rotor. Una altra manera es estimant la posició com a funció del flux o la força contra elrotori. També és necessària una lectura precisa de les corrents que circulen en el motor.

Un altre paràmetre crític d'aquest control és la variabilitat de les inductàncies L_d i L_q en funció del punt de treball en el que es trobi el motor i la saturació d'aquestes. La inductància directe es veu més afectada normalment, la qual cosa pot generar una relació de saliência més elevada.

A continuació es presenta un esquema bàsic de d'un control FOC i s'expliquen les diferents etapes d'aquest.

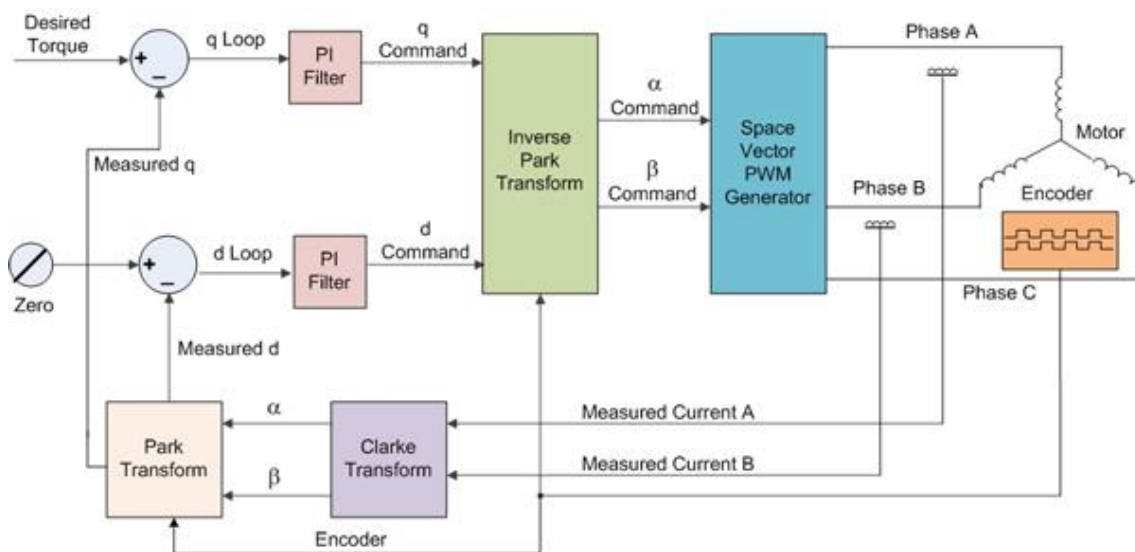


Figura 12: Esquema de blocs per a un control FOC amb modulació per SVPWM

3.5.2.2.1 Sensors de posició i corrent:

Per a controlar el motor es necessari conèixer tan la posició del rotor per saber quina tensió aplicar, com les corrents que circulen per el motor en cada moment per poder aplicar un control enllaç tancat. Això s'aconsegueix mitjançant sensors, en el cas del sensor de posició poden ser encoders absoluts o incrementals, utilitzant diferents tecnologies en funció del tipus de sensor. Per a la lectura de les corrents s'acostumen a utilitzar sensors d'efecte hall en dos de les fases i la tercera s'estima mitjançant les altres dos.

Amb les corrents, la posició actual i les transformades de Clark i Park es poden aconseguir els valors de corrent directe i quadratura en cada moment.

3.5.2.2.2 Comparadors:

Utilitzant les senyals mesurades i les desitjades es fa una comparació per tal de treure el error que hi ha en cada moment. Per aconseguir el control MTPA, la consigna de I_d es posa a 0 i la I_q es directament proporcional al parell desitjat. El esquema mostrat a dalt es per a un sistema controlat en parell, però si es desitja fer el mateix per la posició o la velocitat es poden afegir dos llaços més en cascada per tal d'aconseguir-ho.

3.5.2.2.3 Controladors PID:

En aquest cas només s'utilitza la part proporcional i integral d'un controlador PID, els quals utilitzant l'error i les constants configurades K_p i K_i calculen la sortida de tensió necessària per tal d'aconseguir les corrents desitjades. Les constants K_p i K_i es poden configurar de diferents maneres les quals s'explicaran amb detall més endavant.

3.5.2.2.4 Transformades de Clarke i Park:

Es necessari transformar les corrents i els voltatges en un sistema de dos fases rotacional per simplificar els càlculs necessaris per dur a terme el control i per tal de tindre dos components separades les quals una controli el parell I_q i l'altre el flux, I_d .

També és necessari aplicar la transformada inversa per donar una entrada en dos fases no rotacionals o tres fases al sistema de control dels semiconductors del inversor. En cas d'utilitzar un SVPWM només s'aplica Clarke, si es tracta d'un SPWM convencional s'utilitzen les dos anti-transformades. També s'inclou un bloc de saturació per tal d'evitar excedir el màxim parell, corrent o voltatges permesos pel sistema, també es fan servir per evitar entrar en sobremodulació del inversor. Quan algun d'aquests límits s'activa el regulador controla que no es passin els nivells màxims.

3.5.2.2.5 Resum del procés de control:

1. Mesura de les corrents de estator I_a i I_b i càlcul de I_c mitjançant l'equació $I_a + I_b + I_c = 0$
2. Mesura de la posició del rotor
3. Transformació de les corrents en els eixos I_d i I_q mitjançant les transformacions de Clark i Park i la posició mesurada

4. Càlcul del error entre la I_d i I_q desitjada i les mesurades
5. Aplicació dels controladors PID per treure la consigna de voltatge en funció del error calculat
6. Obtenció dels voltatges en els eixos Alpha i Beta o ABC, en funció del tipus de estratègia de control dels semiconductors que s'utilitzi
7. Càlcul de les senyals d'activació dels semiconductors en funció de les tensions obtingudes en el punt anterior

4 Teoria models matemàtics:

A continuació s'explicarà totes les eines de càlcul i transformacions matemàtiques necessàries per tal de dur a terme el control del motor, així com la modelització del propi motor per entendre millor el seu comportament.

4.1 Clarke i Park

La transformada de Clarke i Park es una transformació de coordenades de un sistema trifàsic estacionari a un sistema d q rotacional. Aquesta transformació simplifica el càlcul en el procés de control aplicat als motors PMSM. Amb aquesta transformació es poden aconseguir dos components amb les quals controlar directament tan el parell com el flux del motor. Aquesta transformació es dur a terme en dos passos:

1. Clarke: Una transformació des de un sistema de tres fases estacionari a un de dos fases també estacionari, anomenat $\alpha\beta$
2. Park: Una segona transformació que passa del sistema de dos fases estacionari a un sistema rotatiu **dq**.

4.1.1 Clarke o transformació alpha-beta:

A continuació es presenta la equació de la transformació de tres a dos fases segons Edith Clarke, el creador d'aquesta:

Equació 13

$$X_{\alpha\beta\gamma}(t) = T \cdot X_{abc}(t) = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}$$

Aquesta transformació s'utilitza com a pas entremig per tal s'aconseguir el sistema rotatori desitjat per a realitzar el control i fer us dels controladors PI. Bàsicament permet representar 3 variables en només 2.

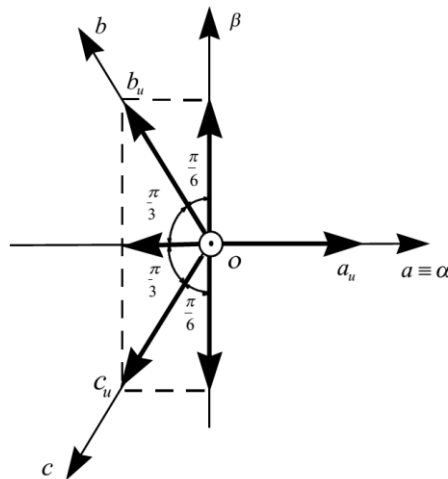


Figura 13: Representació gràfica de la transformada de Clarke

En cas de fer servir estratègies de modulació per ample de pols com el SPWM és necessari utilitzar la transformada inversa mostrada a continuació per aconseguir les 3 components de voltatge desitjades.

Equació 14

$$X_{abc}(t) = T^{-1} \cdot X_{\alpha\beta\gamma}(t) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{\alpha}(t) \\ x_{\beta}(t) \\ x_{\gamma}(t) \end{bmatrix}$$

En sistemes balancejats com el cas d'estudi en el que la suma de totes les components sempre es 0 les transformades poden ser simplifiades i es quan s'obté la equació realment utilitzada en els algorismes de control, on s'elimina la tercera component d'aquesta.

Equació 15

$$X_{\alpha\beta}(t) = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}$$

Així com la transformada inversa utilitzada:

Equació 16

$$X_{abc}(t) = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} 2/3 & 0 \\ -1/3 & \sqrt{3}/3 \\ -1/3 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{\alpha}(t) \\ x_{\beta}(t) \end{bmatrix}$$

Finalment en la següent figura es pot observar una interpretació visual de la transformada en si. Aquí s'ha agafat un sistema de corrent trifàsica i s'ha transformat en un sistema bifàsic rotatori que gira a la mateixa freqüència que el sistema original, creant dos components estàtics.

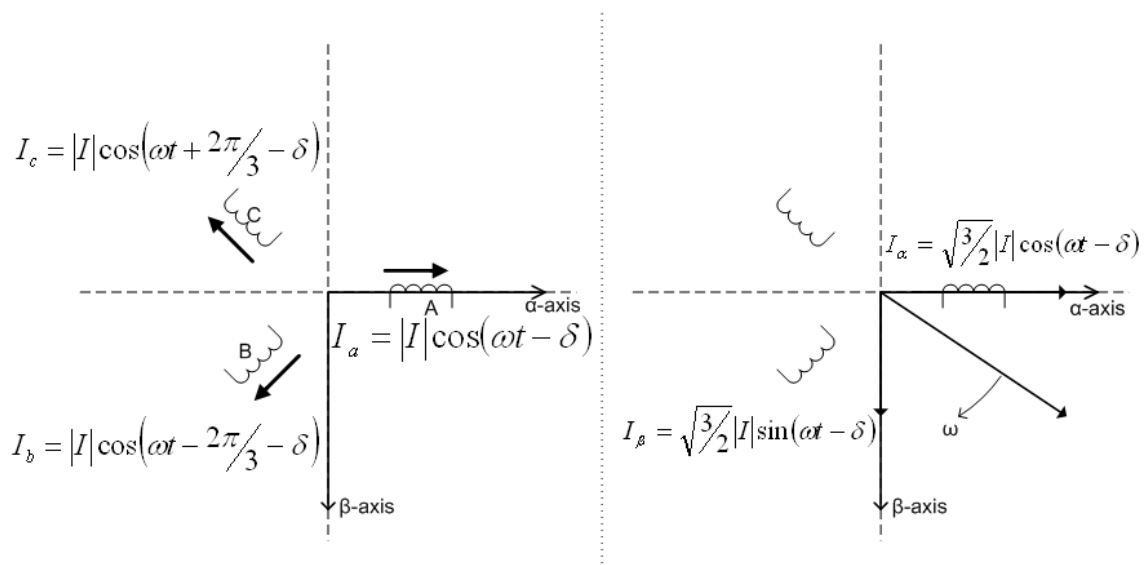


Figura 14: Representació gràfica de la transformada de Clarke per a tres bobines desfasades 120°

4.1.2 Park o transformada dq0:

La transformada dq0 es una transformació del sistema que fa rotar un sistema de n fases sencer per tal de simplificar la seva representació. Bàsicament fa que un sistema variable sembli constant si la variació es constant. Va ser proposat per primera vegada per Robert H. Park el 1929. El seu ús es àmpliament estès a moltes aplicacions de la enginyeria

elèctrica, sobretot en sistemes trifàsics per tal de simplificar els algorismes de control. En el control FOC sempre s'utilitza juntament amb la transformada de Clarke.

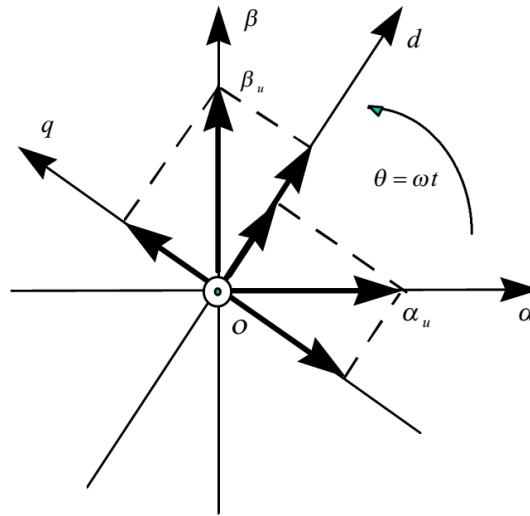


Figura 15: Representació gràfica de la transformada de Park

La equació general d'aquesta transformada es com es veu a continuació en la seva forma matricial, així com la seva inversa:

Equació 17

$$\begin{aligned}
 X_{dq0}(t) &= K \cdot X_{abc}(t) \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

Equació 18

$$\begin{aligned}
 X_{abc}(t) &= K^{-1} \cdot X_{dq0}(t) \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

En el cas estudiat aquí, després d'aplicar la transformada de Clarke, amb el sistema bifàsic simplificar la equació agafa la següent forma:

Equació 19

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

4.2 PMSM

Per tal d'entendre millor el control aplicat i la resposta del motor als diferents canvis en la seva alimentació, s'explicarà el model matemàtic del motor síncron d'imants permanents.

En un PMSM, el estator té un bobinat igual a un motor d'inducció, però en comptes d'un bobinat o una gàbia d'esquirol en el rotor, té al menys 1 parell de pols magnètics, en el nostre cas 5 parells de pols de muntatge superficial, els quals produeixen un camp magnètic constant en cada posició relativa del rotor. Com el bobinat és trifàsic, aquest produeix un camp magnètic rotatiu, la velocitat del qual ve donada per la següent equació.

Equació 20

$$\omega_s = 2\pi f \text{ rad/s}$$

On f es la freqüència elèctrica aplicada al motor. Per tal de ser capaç de produir parell els dos camps magnètics han de girar a la mateixa velocitat, això significa que el rotor sempre girarà amb la mateixa freqüència que el camp magnètic aplicat. Aquesta velocitat donada per la següent equació on p es el nombre de parells de pols del motor.

Equació 21

$$\omega_r = \frac{2\pi f}{p} \text{ rad/s}$$

Aplicant les transformades de Clarke i Park anteriorment explicades la equació del voltatge en el domini dq queda de la següent manera:

Equació 22

$$\overrightarrow{U_{dq}} = R_s \cdot \overrightarrow{I_{dqs}} + p \cdot \overrightarrow{\lambda_{dqs}}$$

On U_{dq} es el voltatge directe i de quadratura i λ es el flux produït pel motor. Aquest flux es pot obtenir de la següent manera.

Equació 23

$$\overrightarrow{\lambda_{dqs}} = L_{dq} \cdot \overrightarrow{I_{dqs}} + p \cdot \overrightarrow{\lambda_{dq,m}}$$

Pel cas estudiat on la inductància es la mateixa en els dos eixos del rotor, les components d i q són la mateixa es canvia la connotació i ens referim al flux com flux estator.

Equació 24

$$\lambda_{dq,m} = [\lambda_{pm} \ 0 \ 0]^T$$

En el control aplicat s'utilitza la forma expandida de les equacions del voltatge dividint-les en d i q resultant en les següents equacions.

Equació 25

$$u_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r L_s i_{qs}$$

Equació 26

$$u_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot (L_s i_{ds} + \lambda_{pm})$$

On R_s es la resistència del estator, L_s la inductància, ω_r la velocitat del rotor i λ_{pm} el flux dels imants permanents.

El parell elèctric produït per el motor es pot expressar en el eix dq segons la següent equació.

Equació 27

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \cdot \left(\frac{P}{2}\right) \cdot (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds})$$

En el cas de un motor amb imants superficials la component de parell produïda per I_d s'elimina de la equació i el parell només depèn de I_q . No es produeix parell relucant.

4.3 FOC

Depenent de les diferents geometries de rotor explicades amb anterioritat, les estratègies de control de corrent varien. Els motors sense saliencia o de muntatge superficial tenen una trajectòria de corrent lineal, mentre que els motors amb saliencia tenen una trajectòria corba.

Per a un motor sense saliencia com el utilitzat en aquest cas, les inductàncies en els dos eixos d i q són iguals, el que simplifica la equació del parell com es veu a continuació.

Equació 28

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot (\lambda_{pm} I_{sq})$$

De la equació anterior es pot interpretar que la única corrent que produeix parell es la aplicada al llarg del eix q. Per aconseguir la màxima eficiència del motor necessitem maximitzar la relació parell per amper o MTPA, del anglès *Maximum Torque Per Ampere*. Això s'aconsegueix mantenint la corrent en el ix d a 0 en tot moment. Aleshores les corrents de referència per al control es calculen utilitzant les següents expressions.

Equació 29

$$i_q = \frac{T_e}{\frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \lambda_{pm}}$$

Equació 30

$$i_d = 0$$

Considerant el model dq de un PMSM, en el sistema de referencia rotatiu a velocitat síncrona ω_e , el control FOC permet que la component I_d de la corrent del estator estigui

alineada amb el camp magnètic del rotor i que la component I_q sigui perpendicular a aquesta. Això s'aconsegueix escollint ω_e com a velocitat de referència i sincronitzant en fase el sistema de referència de tal manera que el flux del rotor s'alinea precisament amb el eix d, com es pot veure en la següent figura.

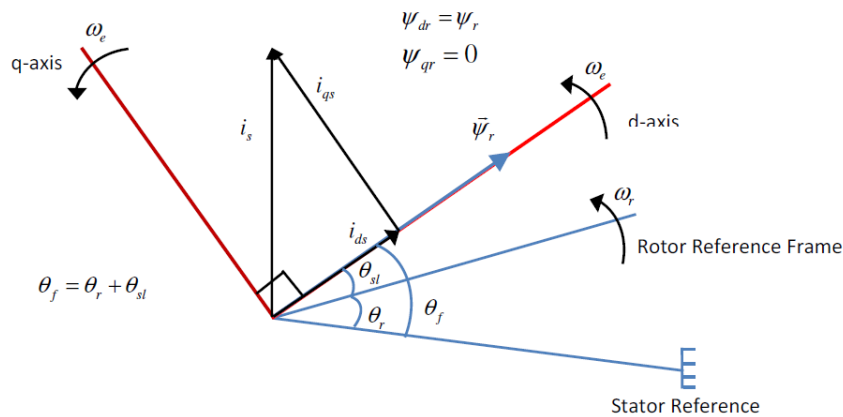


Figura 16: Representació gràfica del canvi de referència de estator a rotor en un control FOC

Un requeriment fonamental per tal d'aplicar el control FOC és el coneixement de les corrents per cada fase i la posició del rotor en tot moment.

4.3.1 MTPA:

Per a produir el màxim parell possible amb el mínim de corrent s'ha d'analitzar l'expressió del parell per a motors d'imants permanents. Per a PMSM amb relació de saliencia unitària, el parell produït per la reluctància magnètica es nul. Per això s'utilitza l'equació de les corrents mostrada anteriorment.

Mantenint i_q igual a I_s i la I_d a 0, es la manera més eficaç per a controlar un inversor que alimenti un PMSM per tal de produir el màxim parell. La relació entre corrents es pot veure en la següent figura.

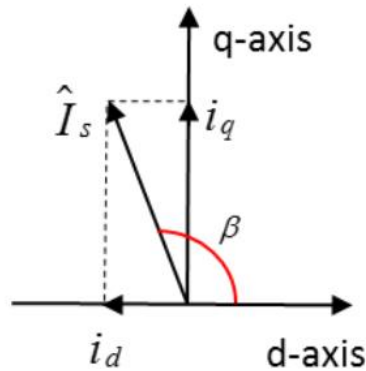


Figura 17: Representació de la composició de I_s en funció de i_d i i_q

Aquesta estratègia està limitada per la màxima corrent capaç d'entregar la font d'alimentació o la que accepti el inversor i el màxim voltatge en alterna que pugui donar el inversor. La corba de parell es pot apreciar en la següent figura.

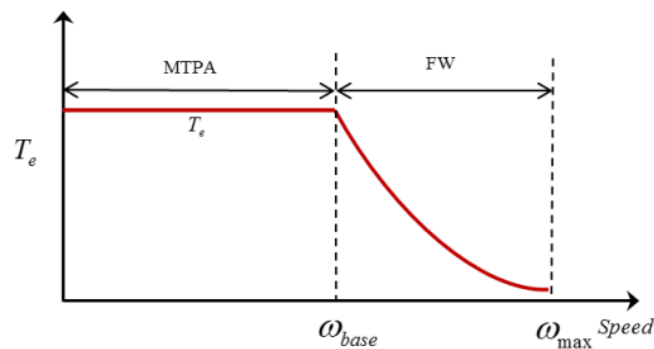


Figura 18: Corba de parell-velocitat per a un PMSM seguint les estratègies MTPA i FW

4.3.2 Debilitament de camp:

Per a aplicacions de tracció elèctrica es necessiten sistemes que tinguin un gran rang de potència constant. Un convertidor de potència amb unes característiques determinades no pot controlar un PMSM a altes velocitats degut a la força contra electromotriu que es proporcional a la velocitat i al flux del en el entreferro. En el moment que la la força contra electromotriu es més gran que el voltatge màxim subministrat pel convertidor el motor no podrà absorbir més corrent reduint el parell produït i arribant a ser incapaç de proporcionar-lo, així quan s'arriba al límit del convertidor la velocitat del motor no es pot augmentar a no ser que es redueixi el flux del entreferro o es debiliti.

Arribat a aquest punt de màxim voltatge, es pot aconseguir augmentar la velocitat i per tant mantenir la potència si s'aconsegueix debilitar el flux al entreferro, això es possible gràcies al debilitament de camp. Durant el debilitament de camp o *Field Weakening*, es genera una força magnetomotriu desmagnetitzant mitjançant corrents en el estator per tal de contrarestar la força magnetomotriu generada pels imants disposats al rotor. Com a resultat es redueix el flux en el entreferro i per tant augmenta la velocitat per sobre el seu límit, com es pot veure a continuació.

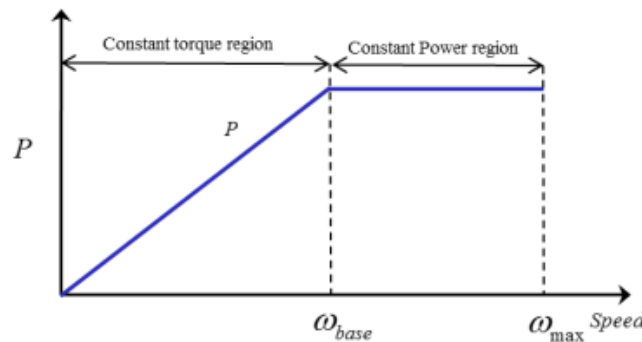


Figura 19: Corba de potència-velocitat per a un PMSM seguint les estratègies MTPA i FW

Sense el control FW, la força contraelectromotriu d'un motor d'imants permanents seguiria augmentant amb la velocitat, per això el voltatge de sortida del convertidor s'ha d'anar incrementant per tal de mantenir les corrents desitjades a les bobines del estator. En la regió de parell constant mostrada en la figura anterior, un motor d'imants permanents pot accelerar utilitzant el màxim parell fins a que el voltatge de sortida assoleix el seu límit a la velocitat base o ω_b . Aquesta velocitat és la velocitat més alta a la qual un motor PMSM pot ser controlat mitjançant l'estratègia MTPA.

La velocitat elèctrica del motor ha de complir la següent expressió.

Equació 31

$$\omega_e = \frac{V_s}{\sqrt{((L_d \cdot i_d + \lambda)^2 + (L_q \cdot i_q)^2)}}$$

A la pràctica això s'aconsegueix mitjançant PI's, en el moment en que el índex de modulació arriba a un límit determinat, s'augmenta I_d utilitzant l'error del índex de modulació màxim amb l'actual i els PI's per tal de controlar aquesta I_d .

Per a un control amb debilitament de camp s'ha de tindre en compte dues limitacions importants, la màxima corrent i el màxim voltatge. En un sistema de tracció elèctrica la màxima corrent normalment ve marcada per els semiconductors del inversor i els seus límits. En canvi el voltatge ve definit per el límit de la font d'alimentació.

La limitació de corrent en el sistema rotacional dq, es regeix per la següent equació que s'ha de complir en tot moment per a no fer malbé cap dels components del sistema.

Equació 32

$$I_s^2 = I_d^2 + I_q^2$$

En el moment que s'arriba al límit de voltatge i s'entra en la regió de voltatge constant i potencia constant, la potencia de sortida es pot definir amb la següent expressió, sent P_b la potència base, ω_b la velocitat base i T_{max} el parell màxim de sortida.

Equació 33

$$P_b = \frac{\omega_b}{\frac{p}{2}} \cdot T_{max}$$

Una altre expressió que es compleix en tot moment a partir del límit de voltatge es la següent.

Equació 34

$$\omega_e T_e = \omega_b T_{max} = constant$$

Igual que en el control MTPA, el parell màxim d'un PMSM es pot aconseguir mantenint $i_q = I_s$, per tant el parell màxim s'obté amb la següent expressió.

Equació 35

$$T_{max} = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} \cdot \lambda \cdot I_s$$

I tenint en compte que el parell es directament proporcional a I_q , es pot aconseguir:

Equació 36

$$\omega_e \cdot i_q = \omega_b I_s$$

Aleshores utilitzant la equació del voltatge en el eix d.

Equació 37

$$v_d = -L_q \omega_b I_s$$

Com que el voltatge del eix d es un valor constant per tal de mantindre el voltatge de fase, el voltatge en el eix q ha de ser constant també. A més, com el voltatge del eix d manté el valor que assoleix al arribar a la velocitat base, el voltatge q també ha de mantindre el mateix valor que ha assolit, el qual es representa de la següent manera.

Equació 38

$$v_q = v_{qb} = constant$$

On V_{qb} , es el voltatge en el eix q a velocitat base. Degut a que la corrent es 0 en el eix d durant la operació en MTPA per a un PMSM, V_{qb} es pot definir de la següent manera.

Equació 39

$$\begin{aligned} \omega_e (\lambda + L_d \cdot i_d) &= \omega_b \cdot \lambda \\ &= constant \end{aligned}$$

De les equacions anteriors les components de la corrent en el eix d i q es pot aconseguir de la següent manera.

Equació 40

$$i_d = \frac{\omega_b}{\omega_e} \cdot \frac{\lambda}{L_d} - \frac{\lambda}{L_d}$$

Equació 41

$$i_q = \frac{\omega_b}{\omega_e} \cdot I_s$$

Com es pot apreciar en la figura de sota la trajectòria de les corrents es pot dibuixar en la línia QC. S'ha de destacar el punt M, que marca el límit de tota la operació del motor en el qual conflueixen el voltatge màxim i la corrent màximes que es poden assolir. Més enllà d'aquest punt seria perillós treballar per al sistema.

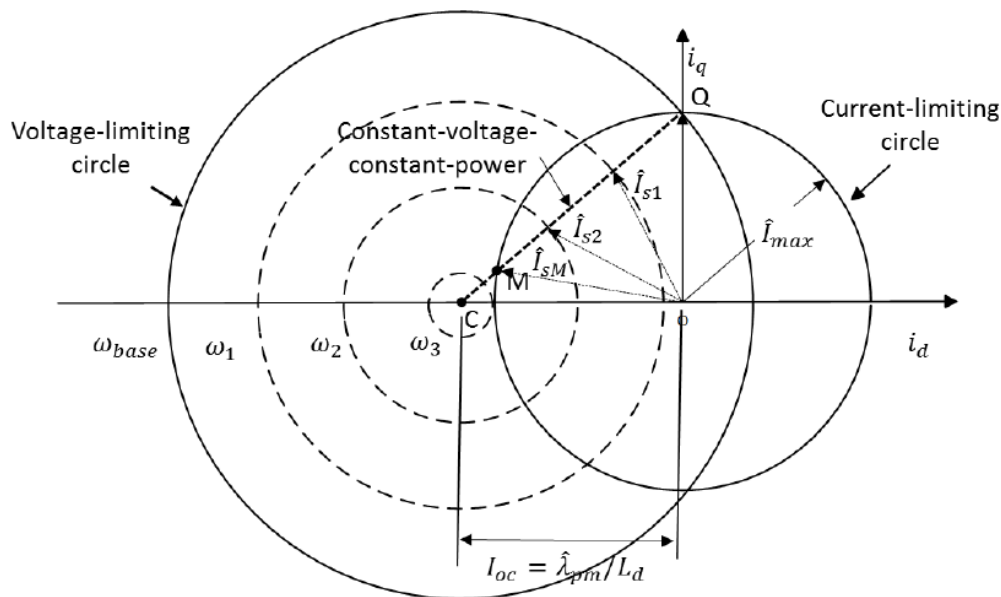


Figura 20: Representació gràfica de la trajectòria del control i dels límits del voltatge i la corrent en un control FOC

4.4 Reguladors PI's:

Els reguladors Proporcionals-Integrals computen i transmeten una senyal de control de sortida en cada període de mostreig, al sistema de control final, en aquest cas un controlador SVPWM. La sortida calculada dels PI's ve donada per les constants introduïdes de control i la senyal d'error de la consigna donada.

Els controladors PI tenen dos paràmetres per tal d'ajustar-los. Tot i que el fet de tindre dos paràmetres ajustables els fa més complicats d'ajustar que un controlador P pur, són més precisos i fiables.

El efecte Integral permet al regulador eliminar el offset que pugui tindre la senyal, cosa que els controlador P no fan. Tot i així a efectes de velocitat de resposta als canvis i estabilitat del sistema el efecte es negatiu. Aquest tipus de control s'utilitza en sistemes que la velocitat de resposta no es un paràmetre crític. Com que els controladors PI no tenen la capacitat de preveure els errors futurs del sistema no pot disminuir les rissades

ni eliminar les oscil·lacions. Qualsevol integració utilitzada aplica un sobre-impuls al sistema en transitoris.

La combinació dels paràmetres proporcional i integral es important per tal d'augmentar la velocitat de resposta i també per eliminar el error en estat estacionari. La simplificació d'un bloc per a un regulador PI és com es mostra a continuació.

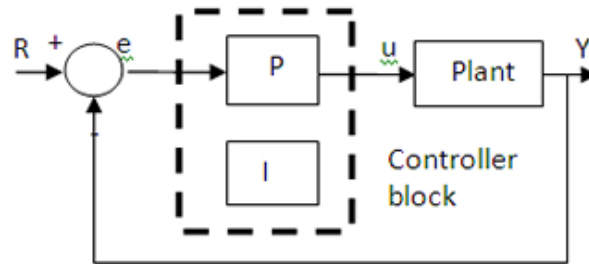


Figura 21: Diagrama de blocs de un controlador PI

En termes matemàtics la equació del regulador s'expressa de la següent manera:

Equació 42

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int e(t) \cdot dt$$

4.4.1 Mètodes d'ajust dels reguladors PI:

El *Tunning* es el procés d'ajustament dels paràmetres de control en els seus valors òptims per tal d'aconseguir la resposta de control desitjada. La estabilitat és un requeriment bàsic d'aquest procés. S'ha de tindre en compte que diferents sistemes tenen comportaments diferenciats, diferents aplicacions també tenen requeriments diferents, i aquest requeriments a vegades poden entrar en conflicte uns amb els altres.

L'ajust de un PI es un problema difícil de solucionar degut a la no linealitat del sistema, la seva complexitat, les múltiples entrades i sortides i el desconeixement de molts dels paràmetres de la planta o sistema. Per tal d'aconseguir aquest ajust hi ha varies metodologies que es poden seguir.

- Mètode d'ajust manual
- Mètode de Ziegler-Nichols
- Software d'ajust de PID's

Per a fer un ajust manual del regulador els paràmetres es van modificant observant la resposta del sistema. Les constants es van modificant fins que s'obté la resposta desitjada. Tot i que es un mètode simple que no requereix d'equipament extra ni càlculs matemàtics, s'ha de realitzar per personal expert i seguint un sèrie de normes descrites en la taula següent, així com tenir molt ben protegit el sistema per tal de no causar ningun error fatal.

Taula 3: Taula de referencia per a ajustar un controlador PID manualment

| Paràmetre | Temps de resposta | Sobre impuls | Temps de estabilització | Error estacionari | Estabilitat |
|-----------|-------------------|-------------------|-------------------------|------------------------------|-------------------------------|
| Kp | Disminueix | Augmenta | Variació petita | Disminueix | Pitjor |
| Ki | Disminueix | Augmenta | Augmenta | Disminueix significativament | Pitjor |
| Kd | Petita disminució | Petita disminució | Petita disminució | Cap canvi | Si el valors es petit, millor |

El mètode de Ziegler-Nichols es va introduir als anys 40. Es tracta d'un procediment experimental realitzat en un sistema real o simulat. El procediment es realitza de la següent manera.

- Es porta el sistema al punt d'operació desitjat pel sistema de control per garantir que el controlador durant el procés de *tunning* es troba en un punt representatiu i per minimitzar la probabilitat de que les variables arribin a valors límits.
- Es converteix el controlador PI en un P, posant el valor de Ki a 0 i Kp a 1 per començar.
- Es va augmentant Kp fins assolir oscil·lacions sostingudes en el sistema després de una excitació tipus esglaó del control. Aquesta Kp es defineix com a guany crític. El esglaó aplicat ha de ser relativament petit, del ordre del 5% del màxim possible, per evitar portar al sistema als límits on les propietats d'aquest poden variar. El valor del esglaó tampoc pot ser molt baix ja que els errors de mesura del sistema podrien evitar una lectura correcte.

- Es mesura el període crític T_c de les oscil·lacions sostingudes.
- Es calculen els paràmetres del controlador en funció de la següent taula.
- Finalment en cas de que l'estabilitat del sistema sigui baixa es pot millorar disminuint una mica K_p .

Taula 4: Càlcul de les constants d'un controlador PID seguint el mètode de Ziegler-Nichols

| Tipus de control | K_p | K_i | K_d |
|------------------|------------------|-----------------------|---------------------|
| P | $0.5 \cdot K_c$ | | |
| PI | $0.45 \cdot K_c$ | $1.2 \cdot K_p / T_c$ | |
| PID | $0.5 \cdot K_c$ | $2 \cdot K_p / T_c$ | $K_p \cdot T_c / 9$ |

Hi ha software i programes preparats per fer càlculs de paràmetres de reguladors de forma automàtica en funció de la resposta desitjada. El problema d'aquests mètodes es que s'ha de tindre un model del sistema molt ben definit i això no sempre es possible. Simulink compte amb una d'aquestes eines.

En la següent taula es pot apreciar una comparativa dels diferents mètodes explicats, destacant les seves avantatges i desavantatges.

Taula 5: Avantatges i desavantatges dels diferents mètodes d'ajust d'un controlador PID

| Mètode | Avantatges | Desavantatges |
|------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------|
| Ajust manual | No es necessiten càlculs. Ajust en línia. | Necessita de gent experimentada. |
| Software | Ajust casi perfecte, es pot fer en línia o desconnectat del sistema. Permet simulacions abans de provar-lo. Es pot ajustar per transitoris. | Més car i requereix d'una bona parametrització. |
| Ziegler-Nichols | Mètode àmpliament provat. Es pot fer en línia amb el sistema. | Mètode de prova i error. Molt agressiu per al sistema. |

4.5 SVPWM

Un circuit exemple de un inversor trifàsic típic es pot apreciar en la següent figura, on els interruptors de potencia son els elements del S1 al S6, els quals estan controlats per les senyals a, a', b, b', c i c'. Quan es tanca un dels interruptors, el altre de la mateixa branca sempre esta obert, això implica que amb tres senyals de control es poden regular els sis interruptors.

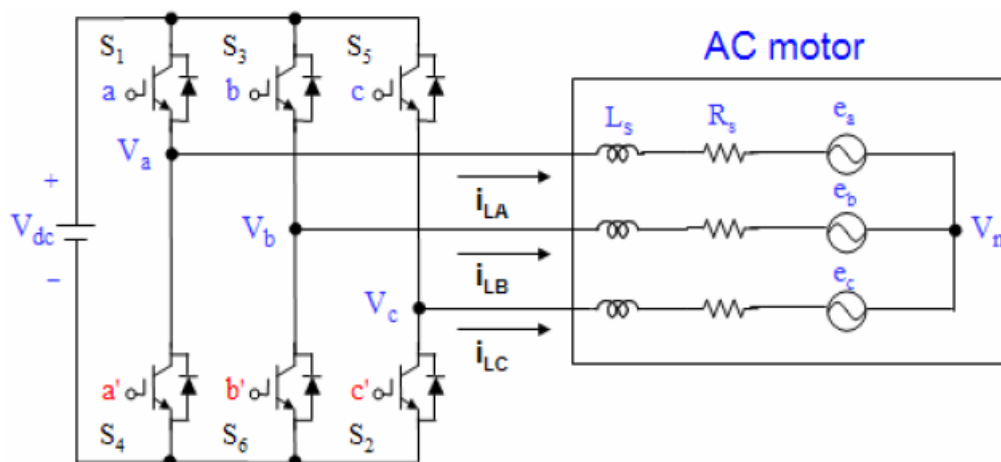


Figura 22: Esquema d'un sistema de tracció elèctrica

La relació entre el vector de les variables d'estat dels interruptors, a,b,c, i el voltatge de línia ve donada per la següent expressió:

Equació 43

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Aquesta expressió també es pot aconseguir amb els voltatges de fase:

Equació 44

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Hi ha 8 possibles combinacions de estats obert tancat dels interruptors de potencia del convertidor. Saben només l'estat dels tres interruptors superiors es fàcil saber el estat dels inferiors. Utilitzant els 8 estats dels interruptors i les equacions mostrades anteriorment es pot realitzar una taula amb els 8 vectors de voltatge del inversor.

Taula 6: Taula d'estats dels vectors de voltatge en un convertidor trifàsic

| Vectors de voltatge | Vectors de estat | | | Voltatge de fase | | | Voltatge de línia | | |
|---------------------|------------------|---|---|------------------|------|------|-------------------|-----|-----|
| | A | B | C | Van | Vbn | Vcn | Vab | Vbc | Vca |
| V1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| V2 | 1 | 0 | 0 | 2/3 | -1/3 | -1/3 | 1 | 0 | -1 |
| V3 | 1 | 1 | 0 | 1/3 | 1/3 | -2/3 | 0 | 1 | -1 |
| V4 | 0 | 1 | 0 | -1/3 | 2/3 | -1/3 | -1 | 1 | 0 |
| V5 | 0 | 1 | 1 | -2/3 | 1/3 | 1/3 | -1 | 0 | 1 |
| V6 | 0 | 0 | 1 | -1/3 | -1/3 | 2/3 | 0 | -1 | 1 |
| V7 | 1 | 0 | 1 | 1/3 | -2/3 | 1/3 | 1 | -1 | 0 |
| V8 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |

També es pot apreciar el estat dels interruptors en funció de l'estat de les senyals de control en les següents figures.

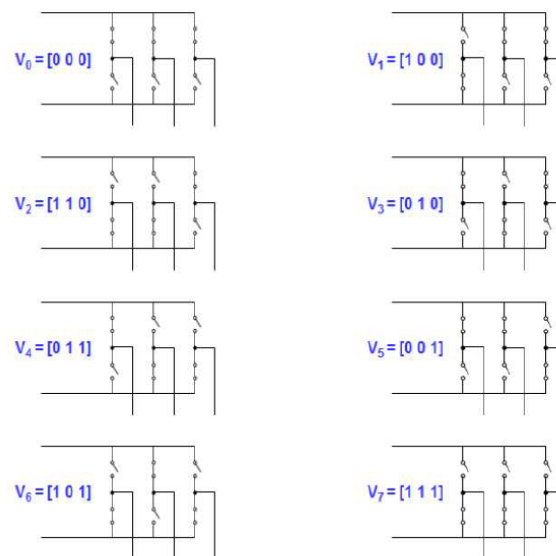


Figura 23: Estat dels interruptors en funció dels vectors de voltatge d'un convertidor trifàsic

El SVPWM es un mètode que genera menys distorsió harmònica en el voltatge i la corrent de sortida aplicats als motors de corrent alterna així com aconseguir una millor

eficiència comparat amb els mètodes de modulació sinusoidals. En la següent figura es pot apreciar del diagrama de tensions com el voltatge màxim extret de la font de continua té una amplitud mes gran que en el cas de la modulació sinusoidal.

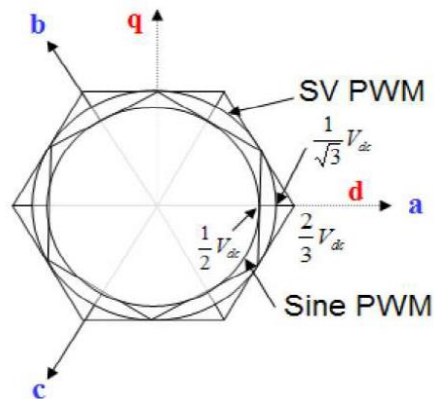


Figura 24: Representació del voltatge màxim d'un inversor segons el tipus de modulació de pols

Per tal d'implementar el SVPWM, el voltatges en referencia abc s'han de transformar al sistema alpha-beta. Com a resultat d'aquesta transformació aplicada al convertidor es creen 6 possibles vectors diferents de 0 (V_1 - V_6) i dos equivalents a 0 voltatge (V_0 i V_7). Els sis vectors diferents de 0 formen els eixos d'un hexàgon com es pot veure en la següent figura els quals alimenten la carrega elèctrica.

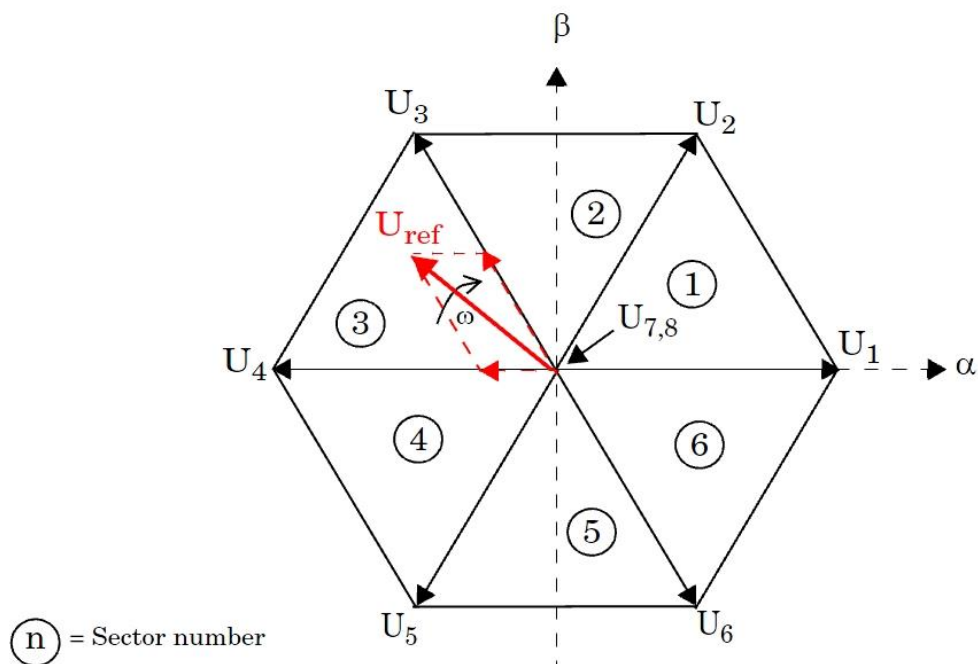


Figura 25: Representació del voltatge de referència segons el sector en el que es trobi

El angle entre qualsevols dos vectors adjacents es equivalent a 60 graus, mentre que els dos vectors nuls formen el origen i apliquen 0 voltatge a la càrrega. Els 8 vectors s'anomenen els vectors d'espai i es denoten com V1,V2, V3, V4, V5, V6 ,V7 i V8. Com el càlcul de la sortida desitjada es realitza amb referència dq només fa falta aplicar la transformada inversa de Parke per poder aconseguir els vectors desitjats. L'objectiu del SVPWM es aproximar el vector de voltatge de referència utilitzant els 8 possibles estats del convertidor.

Un cop determinat el vector de referencia Uref i l'angle respecte el eix alpha, tot això obtingut del càlcul dels Pl's i de la transformada de Park, es determina el sector en el que es troba. En funció d'això i de les següents equacions es determina el temps en que el convertidor es torba en cada un dels dos estats que formen el sector juntament amb el temps mort que es troba en un l'origen.

Equació 45

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |U_{ref}|}{U_{dc}} \cdot \sin\left(\frac{n}{3}\pi - \alpha\right)$$

Equació 46

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z \cdot |U_{ref}|}{U_{dc}} \cdot \sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3}\pi\right)$$

Equació 47

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2$$

Tal que Tz, es el període de commutació del convertidor, n el número del sector i α l'angle entre 0 i 60 graus dintre el sector en el que es troba.

Mitjançant els vectors basics d'espai d'estat i les equacions anteriors es pot determinar una taula en la qual es resumeix els temps d'encesa de cada interruptor en funció del temps calculat.

Taula 7: Temps d'encesa dels interruptors en funció del sector de voltatge

| Sector | Interruptors superiors | Interruptors inferiors |
|--------|------------------------|------------------------|
| 1 | S1=T1+T2+T0/2 | S4=T0/2 |

| | | |
|----------|----------------------------------------------|----------------------------------------------|
| | $S3=T2+T0/2$ $S5=T0/2$ | $S6=T1+T0/2$ $S2=T1+T2+T0/2$ |
| 2 | $S1=T1+T0/2$ $S3=T1+T2+T0/2$ $S5=T0/2$ | $S4=T2+T0/2$ $S6=T0/2$ $S2=T1+T2+T0/2$ |
| 3 | $S1=T0/2$ $S3=T1+T2+T0/2$ $S5=T2+T0/2$ | $S4=T1+T2+T0/2$ $S6=T0/2$ $S2=T1+T0/2$ |
| 4 | $S1=T0/2$ $S3=T1+T0/2$ $S5=T1+T2+T0/2$ | $S4=T1+T2+T0/2$ $S6=T2+T0/2$ $S2=T0/2$ |
| 5 | $S1=T2+T0/2$ $S3=T0/2$ $S5=T1+T2+T0/2$ | $S4=T1+T0/2$ $S6=T1+T2+T0/2$ $S2=T0/2$ |
| 6 | $S1=T1+T2+T0/2$ $S3=T0/2$ $S5=T1+T0/2$ | $S4=T0/2$ $S6=T1+T2+T0/2$ $S2=T2+T0/2$ |

5 Hardware utilitzat i muntatge del sistema:

A continuació s'explicarà tot el hardware utilitzat per tal de dissenyar i aplicar el control vectorial, utilitzant les equacions anteriorment explicades i el material del laboratori d'accionament elèctrics.

5.1 Dspace DS-1104:

La plataforma utilitzada per controlar tot el sistema es la DS-1104 de dSpace, empresa Alemanya que va començar desenvolupant una sèrie de plataformes per a prototipatge ràpid. En aquest cas s'utilitza la dSpace per recollir totes les dades necessàries i per aplicar els algorismes de control així com les sortides digitals per actuar els semiconductors del pont inversor. Tot el control realitzat es programa mitjançant Simulink i els blocs de programació específics de la pròpia dSpace els quals s'explicaran més endavant.

La placa de control DS1104 és una targeta PCI amb un processador integrat i diferents entrades i sortides juntament amb diferents funcionalitats que et permeten realitzar totes les funcions necessàries per desenvolupar controls per a motors elèctrics. Aquestes targetes es poden instal·lar en qualsevol ordinador, i juntament amb la plataforma de entrades i sortides que la companyia també proveeix permet dissenyar els teus propis experiments de forma ràpida i eficaç.



Figura 26: Imatge de la targeta DS1104

Les seves careccteristiques principals que més ens interessen són les següents:

- Freqüència de processador 250 Mhz
- Interrupcions tan externes com internes (PWM, timer, etc..)
- Convertidors A/D de $\pm 10V$ per tal de fer lectures de sensors
- Entrada d'encoder incremental
- Sortides digitals PWM

Totes les característiques de la placa es poden veure als annexos, les més importants per al experiment dut a terme en aquesta tesis són la capacitat del processador ja que ha de realitzar càlculs complexos i dur a terme lectures de sensors amb una certa velocitat. També és important que tingui interrupcions tan internes com externes per poder realitzar el control del motor, entrades analògiques i digitals per a tots els sensors utilitzats i sortides de PWM per tal d'activar els mosfets del convertidor de potència.



Figura 27: Imatge de la plataforma d'entrades i sortides de la dSPACE DS1104

Una altre part important de la dSpace és la seva plataforma de entrades i sortides, la qual permet connectar amb la placa de una forma més ràpida i utilitzant connectors més estàndard com poden ser els BNC's per a las entrades analògiques.

Les entrades utilitzades en la dSpace son les següents:

- 2 analògiques per als sensors de corrent
- 1 entrada d'encoder incremental ja integrada en la targeta
- 3 entrades digitals per al sensor hall de posició utilitzat

Les sortides digitals:

- 6 sortides PWM

5.2 Convertidor

Per al convertidor de potència es va utilitzar només la part dels ponts de semiconductors d'un inversor Microchip dsPICDEM MCLV-2 del laboratori. Les tres branques de semiconductors estan formades per dos mosfets cada una del model FQB55N10 de *Fairchild Semiconductor*. En la següent imatge es pot veure el inversor i el pont inversor a la part inferior, en els annexos es pot trobar la informació dels mosfets, i la placa del inversor.

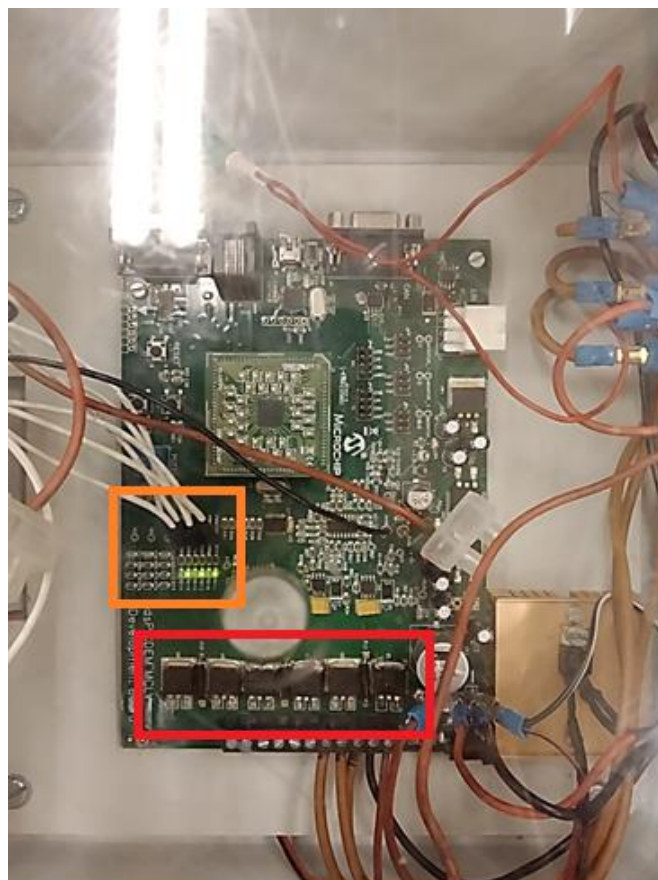


Figura 28: Imatge del inversor trifàsic del laboratori

En la imatge anterior es pot veure destacat en vermell els mosfets de potència i en taronja les entrades del PWM que permeten obrir o tancar cada interruptor, aquest últims estan aïllats de la part de potència per optoacobladors els quals s'han d'alimentar a 5V per una font d'alimentació externa.

5.3 Motor

El motor utilitzat per a la comprovació del control realitzat i el muntatge del experiment al laboratori, es un motor síncron d'imants permanents de 10 pols llisos. Aquest motor és de la marca Thurst, de la sèrie NT Dynamo, semblant a un servomotor de tamany reduït i un parell relativament alt, es un motor molt convenient per a l'experimentació.

Com tots els PMSM aquest motor consta de 3 fases i una connexió al neutre que en aquest cas no s'ha fet servir. Per tal de saber la orientació del rotor el motor consta de dos sensors de posició, un sensor incremental de 1000 polsos per volta i un sensor hall UVW. El problema en aquest cas ha sigut que el encoder incremental no te senyal de referencia, només poden contar els increments, per això s'han fet servir els dos sensors alhora per tal de tindre una lectura precisa.

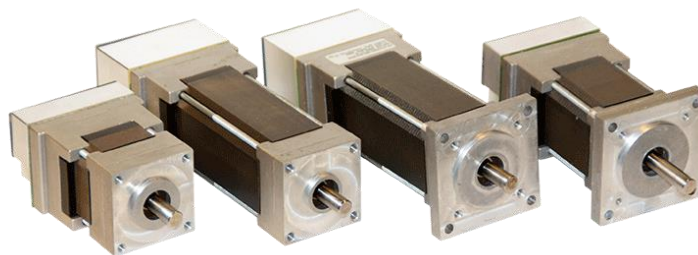


Figura 29: Imatge del motor NT Dynamo

Per tal de fer servir aquest motor s'han tingut que adaptar les connexions de sortida dels dos connectors i fer coincidir el pinatge de sortida del motor amb el d'entrada a la targeta de connexions de la dSpace.

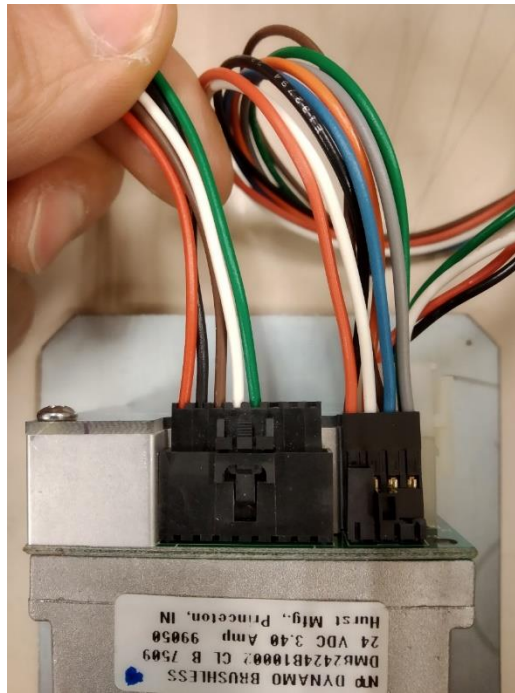


Figura 30: Imatge dels connectors del motor NT Dynamo

5.3.1.1 Determinació dels paràmetres

Per a dur a terme certs processos del control del motor es necessari conèixer alguns dels seus paràmetres físics com poden ser el numero de pols, la inductància i la constant de força contra electromotriu. Per tal de determinar aquests paràmetres s'han realitzat els següents procediments:

- **Número de pols:** Per tal de determinar el nombre de pols es pot fer de dues maneres, amb un oscil·loscopi llegir la tensió per tal de veure quants polsos es generen per volta o de forma manual contant els punts en que el rotor es bloqueja degut a la atracció magnètica dels imants amb les dents del estator.
- **Inductància:** Per a determinar la inductància síncrona es bloqueja el rotor externament en les dues posicions possibles, la directe i de quadratura, que a nivell físic es pot aconseguir amb el motor en repòs la primera i alimentant dues fases qualsevols amb tensió continua i bloquejant el rotor en aquella posició. Després es fa una mesura del temps de establiment de la corrent produïda per un esglao de tensió en les fases, d'aquesta manera s'obté la constant de temps que permet calcular la inductància.

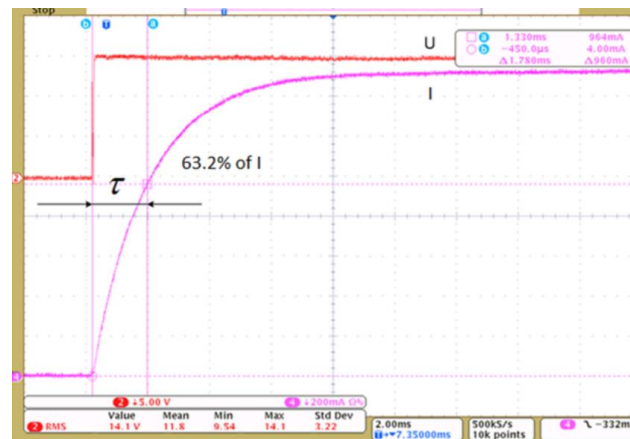


Figura 31: Captura d'oscil·loscopi de la tensió aplicada i la corrent llegida per a calcular la inductància

- Força contraelectromotriu: S'ha de portar el motor externament a un règim de revolucions per minut constant i mesurar la tensió a la sortida de les seves fases, fent això i utilitzant la següent equació es pot conèixer aquest paràmetre.

Equació 48

$$k_e = \frac{V_{pk}}{\omega_e}$$

5.4 Sensors

En el experiment dissenyat s'han utilitzat tres tipus de sensors diferents, 2 de posició i 2 de corrent per conèixer en tot moment els paràmetres necessaris per dur a terme el control dissenyat.

Com a sensors de posició, utilitzats complementàriament els dos s'han fet servir un encoder incremental i un encoder d'efecte hall UVW. A continuació es farà una breu descripció de com funciona cadascun.

- Encoder incremental: Es compona de un disc connectat al eix giratori del motor, un fotoemissor i un fotoreceptor. El disc es codifica combinant zones transparents i opaques que bloquegen el pas de la llum. Al rotar el disc el fotoreceptor va rebent alternativament emissions de llum les quals codifica i envia a la senyal de sortida. Al tindre dos senyals complementaries es pot saber tan la velocitat com la direcció de rotació. En el nostre cas no hi ha una senyal de referencia des de la qual es pugui determinar el 0 per lo que s'ha utilitzat també el encoder tipus hall.

- Encoder hall: Aquest tipus d'encoders utilitzen el efecte hall per detectar el canvi de estat en girar un imant enganxat al eix. En aquest cas trobem tres sensors diferents els quals van detectant el canvi d'estat en el actuador seqüencialment, donant una resolució de 60 graus elèctrics de com està orientat el eix.

Per al sensatge de corrent s'han fet servir dues pinces amperimètriques del laboratori d'accionaments les quals tenen una capacitat de sensatge de fins a 100A, en aquest cas s'ha configurat de tal manera que dongues una sortida de 100mV per cada amper que circula. S'ha de tindre en compte que aquests sensors tenen sentit i s'han de disposar de la manera correcta per tal de fer una bona mesura.



Figura 32: Característiques de entrada i sortida de les pinces amperimètriques utilitzades

5.5 Muntatge del experiment

En la il·lustració 33 es pot veure el muntatge complet del experiment realitzat al laboratori, el qual està format, per un ordinador per a controlar les consignes, una font d'alimentació de corrent continua, la dSpace amb el seu panell de entrades i sortides, el inversor de potència, el motor i les dues pinces amperimètriques per tal de llegir les corrents.

El muntatge sencer està alimentat per la línia de tensió de un dels bancs de treball del laboratori, el qual com es pot veure en la imatge disposa de un botó de parada d'emergència en cas de que sigui necessari.

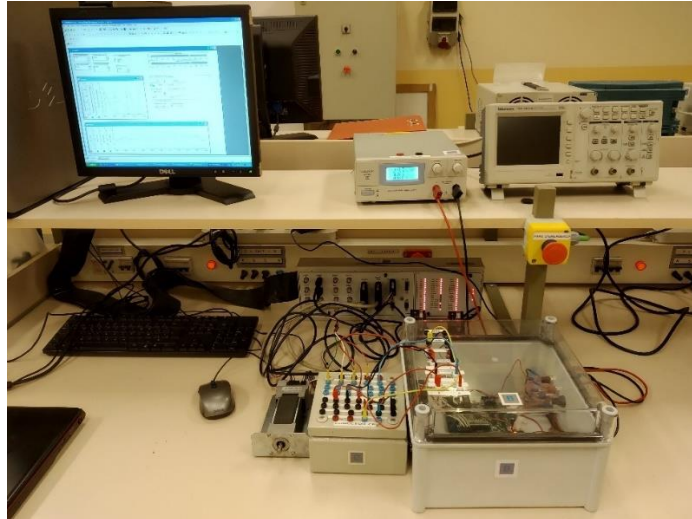


Figura 33: Imatge del muntatge del experiment al laboratori

En la següent imatge es pot veure el panell d'entrades i sortides de la dSpace, el qual consta de entrades BNC per a connectar les sondes de corrent, dos connectors d'entrades i sortides tan digitals com analògiques, connectades a un altre panell que facilita les connexions, un connector per al encoder incremental i una sèrie de leds que permeten veure el estat de cada un dels pins de les entrades i sortides digitals per tal de veure el seu estat en tot moment.



Figura 34: Imatge de les connexions fetes a la plataforma de entrades i sortides

A continuació es pot veure el panell de connexions que permet accedir a les entrades i sortides de la dSpace. En aquest panell s'hi connecten totes les senyals del encoder

efecte hall, així com l'alimentació d'aquest, per altre banda també es fa la connexió entre les sortides digitals de PWM que permeten activar els semiconductors.

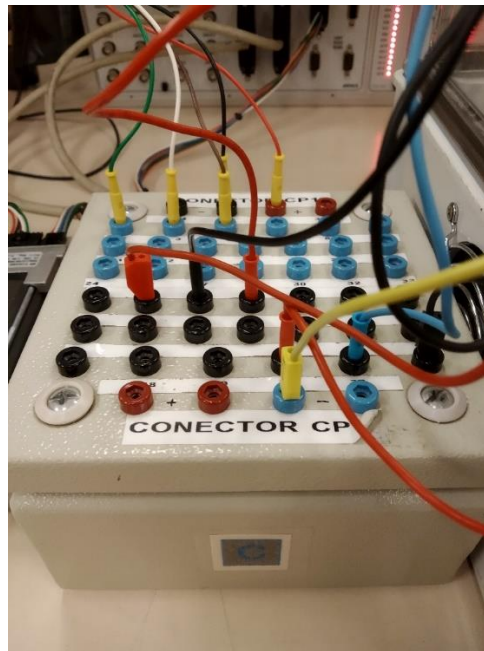


Figura 35: Adaptador utilitzat per a les entrades i sortides digitals del connector CP17 i CP18

En la il·lustració 36 es pot veure la connexió de les entrades digitals de PWM del convertidor, una entrada per cada interruptor de les branques i la connexió al comú per a referenciar la senyal del convertidor amb la de la dSpace.

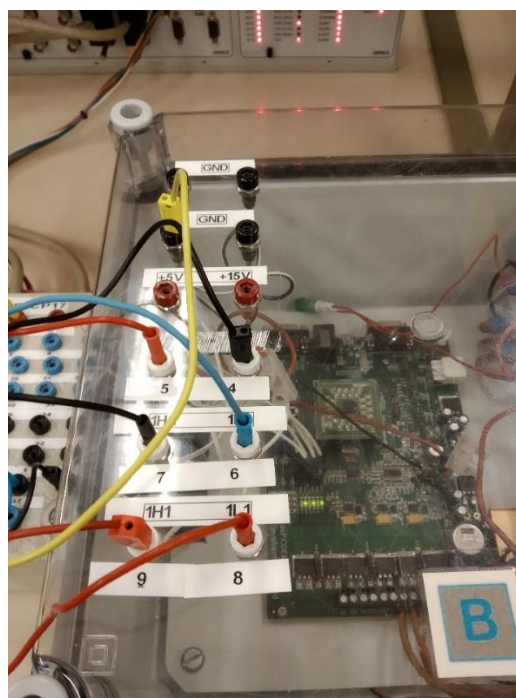


Figura 36: Connexió de les senyals de PWM al inversor trifàsic

6 Software:

6.1 Simulink:

Simulink és un entorn de disseny basat en models i simulacions per a sistemes dinàmics i integrats, dintre del programa MATLAB. Simulink, desenvolupat també per MathWorks, és una eina de llenguatge de programació gràfica de flux de dades per modelar, simular i analitzar sistemes dinàmics de diversos dominis. Es tracta bàsicament d'una eina de diagrames de blocs gràfics amb un conjunt de biblioteques de blocs personalitzables.

Permet incorporar algorismes MATLAB en models i exportar els resultats de la simulació a MATLAB per a una anàlisi posterior.

Simulink permet realitzar les següents tasques:

- Disseny a nivell de sistema
- Simulació
- Generació automàtica de codi
- Proves i verificació de sistemes encastrats o *embedded*

Hi ha altres productes disponibles oferts per Mathworks i altres empreses de software i hardware per a simulink que permet realitzar altres funcions. La següent llista proporciona una breu descripció d'alguns d'ells:

- Stateflow permet desenvolupar màquines d'estat i diagrames de flux.
- Simulink Coder permet la generació de codi font C per a l'aplicació en temps real de sistemes automàticament.
- XPC Target, juntament amb sistemes en temps real basats en x86, proporcionen un entorn per simular i provar models de Simulink i Stateflow en temps real al sistema físic.
- Embedded coder permet programar hardware específic.

- HDL Coder permet generar automàticament VHDL i Verilog sintetitzables.
- SimEvents proporciona una biblioteca de blocs de construcció gràfics per modelar sistemes de cues.

Simulink és capaç de verificar i validar de manera sistemàtica els models mitjançant la comprovació d'estils de modelització, la traçabilitat de requisits i l'anàlisi de la cobertura del model.

En aquesta tesis s'utilitza el complement proporcionat per dSPACE per tal de programar la targeta DS1104 utilitzant Simulink, a continuació s'explicaran els blocs i la programació realitzada.

6.1.1 Explicació blocs i eines Simulink

A part dels blocs usuals de simulink com poden ser sumatoris, guanyos, limitacions, etcetera, s'han utilitzat uns moduls específics de la dspace per tal de programar el control SVPWM, a continuació s'explicaran aquests blocs específics.

- Encoder: Aquest bloc permet fer la lectura del encoder incremental que té el motor donant com a sortides la posició exacte del encoder incremental, en cas de que tingui senyal de referència, i el increment de posició

DS1104ENC_POS_Cx

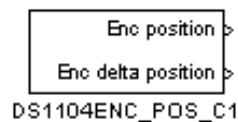


Figura 37: Bloc Simulink del encoder

- Entrada digital: El següent bloc permet fer la lectura de les entrades digitals de la targeta DS1104, poden configurar qualsevol de les seves entrades i donant una sortida en format boolea en funció de si està activada o no.

DS1104BIT_IN_Cx

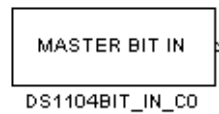


Figura 38: Bloc Simulink de les entrades digitals

- Interrupció PWM: Aquest bloc permet activar una interrupció externa en cada període de la senyal PWM que s'aplica al inversor, la freqüència d'interrupció anirà en funció de la pròpia freqüència configurada del PWM.

DS1104SLAVE_PWMINT

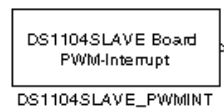


Figura 39: Bloc Simulink de la interrupció del PWM

- Entrada analògica: Utilitzant aquest bloc es poden llegir les entrades analògiques de la dSPACE, 4 entrades analògiques de 12 bits, que poden anar de 10V a -10V.

DS1104ADC_Cx

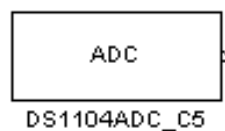


Figura 40: Bloc Simulink de les entrades analògiques

- Buffers: Aquest blocs permeten emmagatzemar dades de processos asíncrons sense perdre el seu valor, en aquest cas s'utilitzen per transmetre i llegir la informació obtinguda durant les interrupcions.

Buffered Task Transition (Read) and (Write) Block

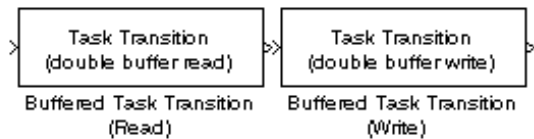


Figura 41: Bloc Simulink dels buffers de comunicació

- Interrupció de software: S'utilitza per provocar interrupcions mitjançant software o encadenar-ne de simultànies en el moment que s'executa una interrupció externa.

Software Interrupt Block



Figura 42: Bloc Simulink per a la interrupció per software

- SVPWM: Aquest bloc produeix les senyals d'activació del PWM entrant-li el sector i els temps calculats mitjançant el algoritme de SVPWM. També té una entrada digital per tal d'interrompre el PWM.

DS1104SL_DSP_PWMSV

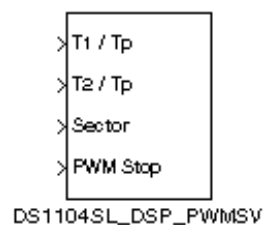


Figura 43: Bloc Simulink per al SVPWM

6.1.2 Explicació programació:

A continuació s'explicarà tota la programació feta per simulink per tal de dur a terme el control, des de la adquisició de les dades, passant per la regulació per PI's i el càlcul del SVPWM.

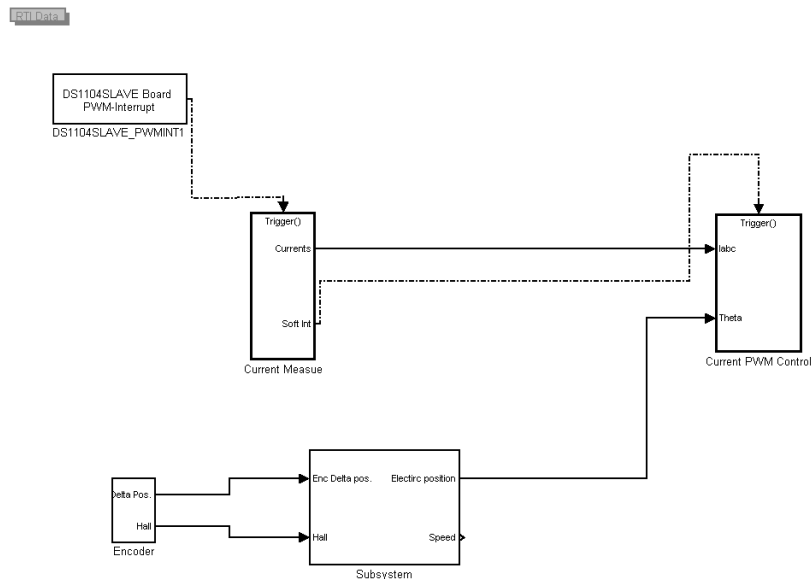


Figura 44: Esquema Simulink de tota la programació realitzada

En aquesta primera figura es pot veure el esquema general de la programació i els diferents subsistemes que el componen. Per començar a la part inferior esquerra es veu la interfície del encoder que permet llegir les senyals del encoder incremental i del sensor hall, aquestes senyals s'envien al següent bloc on es calcula la posició elèctrica exacte del rotor respecte el estator.

El bloc superior esquerre es el que executa la interrupció en cada cicle del PWM i activa la lectura de les corrents, aquesta lectura juntament amb la posició elèctrica s'envien al control de corrent, on es calcula la tensió de sortida desitjada i s'aplica al inversor.

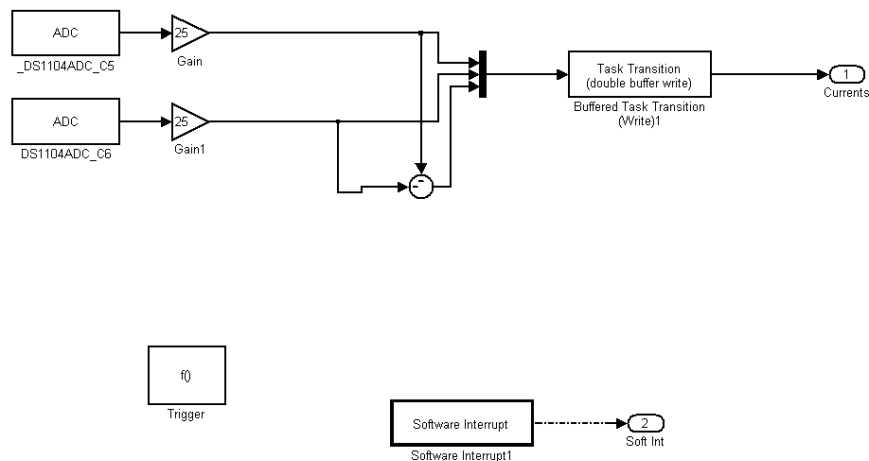


Figura 45: Esquema Simulink de les lectures de corrent i l'execució de la interrupció per software

Aquí es pot veure el interior del bloc de sensatge de corrent el qual esta compost pels blocs d'entrada analogica que envien la senyal recollida per les pinces amperimetricues i es passen per un guany per tal d'adaptar la senyal a ampers. Tot seguit es calcula la corrent de la fase W en funció de les corrents llegides en U i V. Les tres senyals es transmeten al buffer i juntament amb la interupció per software s'envia tot al bloc del control de corrent.

Tot seguit també podem veure el interior del bloc d'adquisició de senyals del encoder. En aquest cas en concret per a tindre més precisió en la lectura de la posició s'utilitzen els dos sensor simultaneament, el encoder incremental i el d'efecte hall UVW.

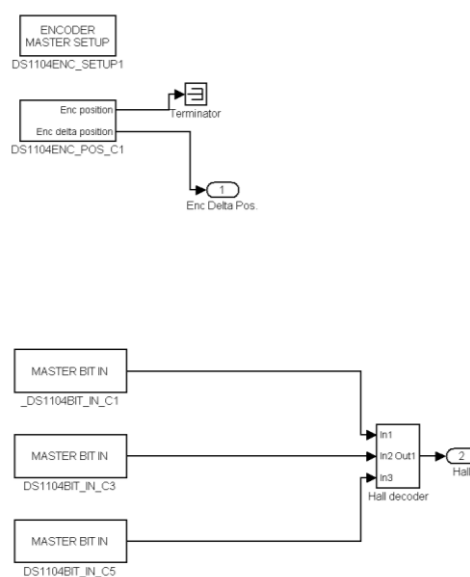


Figura 46: Esquema Simulink de las lectures del encoder incremental i del encoder efecto hall

Com es pot apreciar en aquest bloc només es realitza la configuració del encoder i es fa la descodificació de les senyals del sensor hall. Per tal de fer això s'aplica una sèrie de lògica que permet saber en quin quadrant dels 6 possibles es troba el rotor.

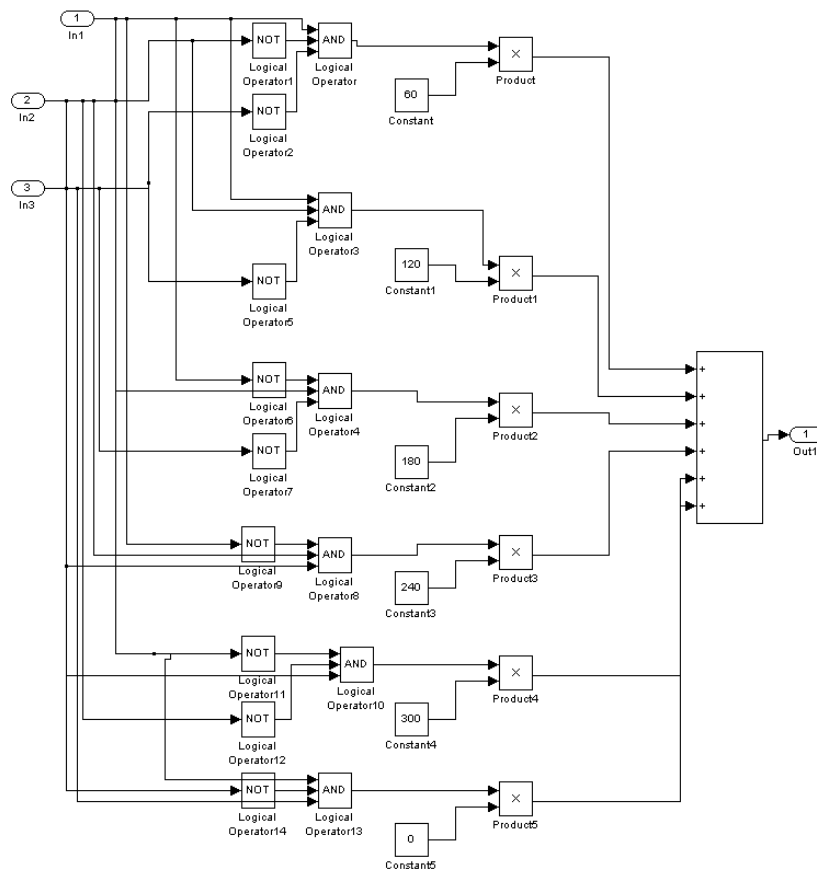


Figura 47: Esquema Simulink del descodificador del encoder efecte hall

Tan la senyal del encoder incremental com el sector calculat dels sensors halls s'envien al següent bloc on es computa per tal de tindre una lectura de posició més precisa. Aquest procés comença quan hi ha un canvi de sector, el qual es llegeix per el sensor d'efecte hall, aquest proporciona el sector en el que es troba el rotor de 6 possibles. A partir d'aquest canvi de sector es començant a contar els increments proporcionats per el encoder incremental, sumant fins a 60, moment en que hi haurà un altre canvi de sector i es reiniciarà el sumatori o integració dels polsos. D'aquesta manera s'aconsegueix la precisió necessària requerida per a un control d'aquest tipus. Després d'aquest calcul se li aplica un offset per tal de alinear be la senyal i es passa per un bloc de buffer per tal d'envia la senyal al bloc de control de corrent.

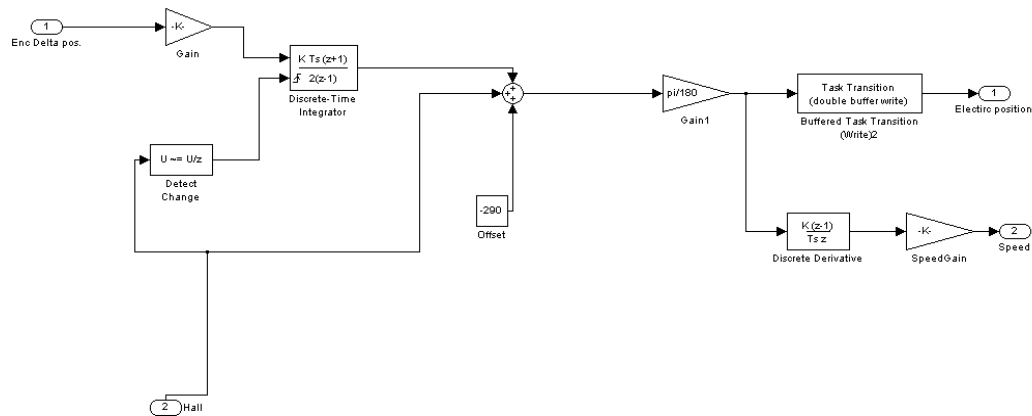


Figura 48: Esquema Simulink del calculador de la posició i la velocitat elèctrica

En la següent figura es pot apreciar el controlador de corrent i el nucli de tot el procés de control. Te tres blocs principals, per començar el controlador de corrent, on entren totes les senyals llegides i es càlcul el vector d'espai el qual es desitja tindre a la sortida del convertidor, el bloc on es calculen els temps d'encesa dels interruptors, i el sector corresponent i finalment el bloc del SVPWM que permet encendre els sortides digitals de la dspace. Entre mig es poden veure alguns blocs on s'hi aplica certes limitacions i conversions, com pot ser el passar de forma vectorial a polar i les limitacions de tensió màxima, per a que el convertidor no entri en sobremodulació.

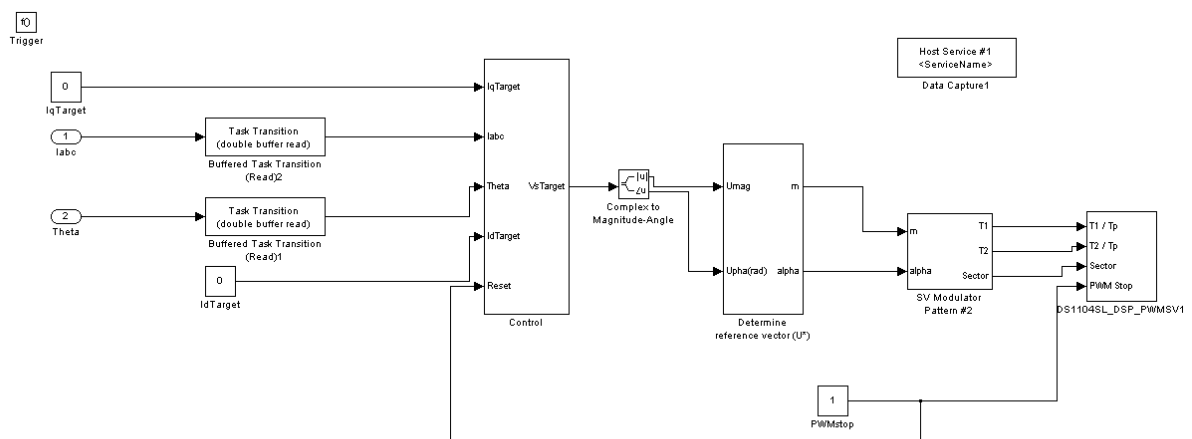


Figura 49: Esquema Simulink del control de corrent i PWM

A continuació es veu el subsistema del control de corrent, on es converteixen les corrents llegides al sistema de referència dq utilitzant la posició del rotor, i després mitjançant els controladors PI, ajustats manualment, i les consignes de corrent es calcula la tensió de referència també en referència dq. A aquestes dues tensions de referència

se'ls hi aplica un desacoblament per tal de que la modificació en una de les dues corrents no afecti al altre llaç de control i poder tindre així dos llaços totalment independents. Finalment es passa la referencia de tensió en dq a alpha-beta per tal de formar el vector de espai que es necessita.

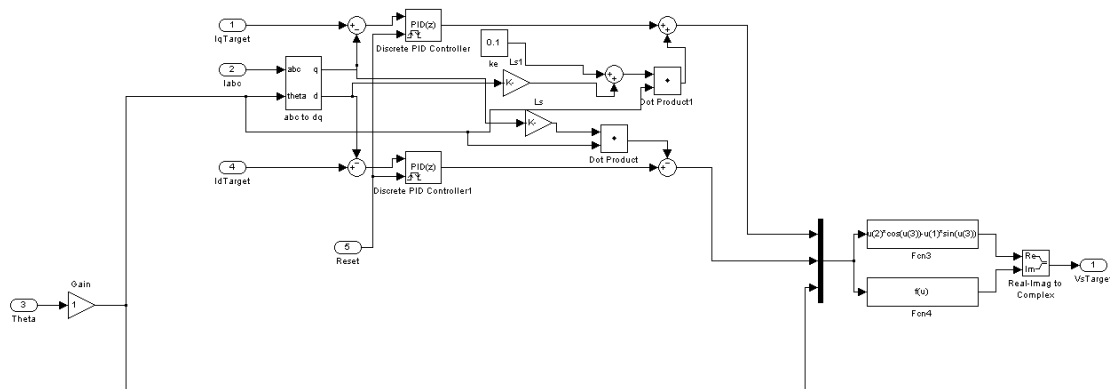


Figura 50: Esquema Simulink del control de corrent intern

Finalment es pot veure el sistema en el qual es fa el calcul del SVPWM i on es treuen els temps d'encesa dels interruptors i el sector.

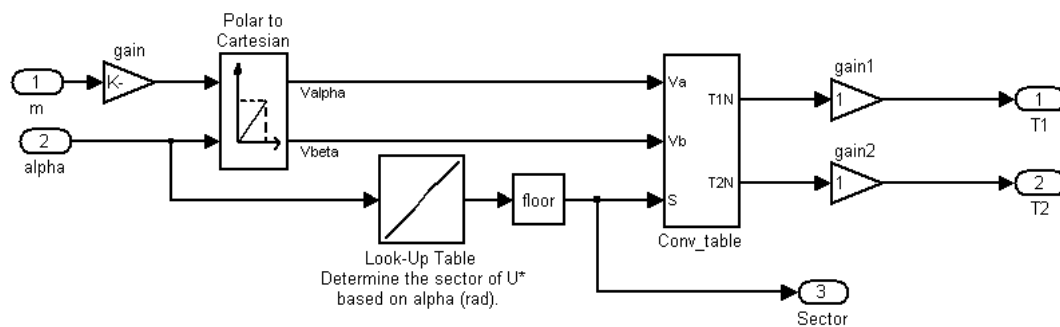


Figura 51: Esquema Simulink del subsistema de càlcul dels temps d'encesa

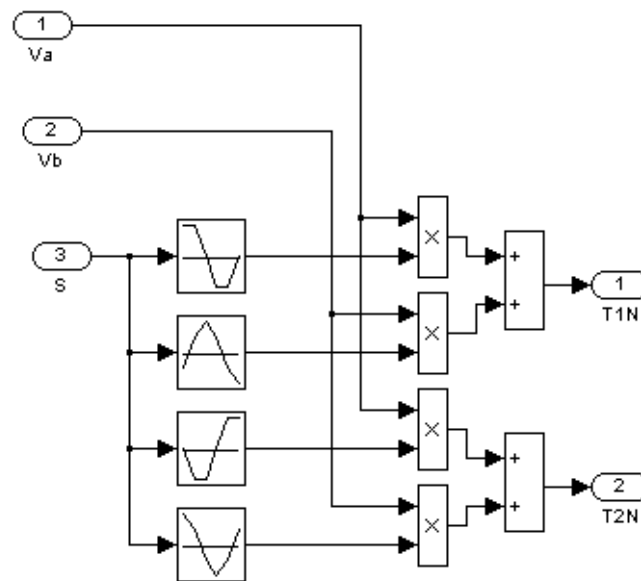


Figura 52: Esquema Simulink de la taula de conversions de voltatges i sector a temps d'encesa

6.2 ControlDesk:

ControlDesk es una Interface d'usuari per experimentació i prototipatge. La targeta de DS1104 es la plataforma on es processa tot el experiment però la interacció en temps real amb ella es realitza a través del controldesk i de la interfície que com a usuari es construeixi. ControlDesk interacciona tan amb matlab, simulink i amb la targeta DS1104, el que permet fer molts ajustos *on line* i configuració de paràmetres, així com lectura de senyals o feedback de processos interns.

Des de aquest entorn es poden carregar paràmetres a la DS114, configurar instrumentació virtual per controlar, monitoritzar i automatitzar els experiments i els controls desenvolupats i programats en la targeta.

6.2.1 Disseny de la interfície

La interfície dissenyada per l'experiment es com es veu en la següent imatge. S'ha anat modificant diverses vegades per tal de provar els diferents subsistemes de la programació fins a arribar al disseny final on es pot controlar i veure els principals paràmetres que influeixen en la regulació del motor.

En el primer bloc destacat en groc, es poden veure les entrades numèriques que permet ajustar els paràmetres dels dos PI's utilitzats per al control de corrent, els quals s'han d'ajustar per tal de tindre un control acurat. En el mateix recuadre també es troba el interruptor que permet aturar la sortida de voltatge.

En el recuadre groc s'han posat dos barres que permeten ajustar les consignes de corrent I_d i I_q per poder aplicar parell i arrancar el motor.

De les dos gràfiques mostrades es pot veure ressaltat en vermell el índex de modulació, la posició llegida i el angle de sortida del vector d'espai. Aquesta gràfica es molt útil per a veure que el algoritme del SVPWM es realitza correctament. El segon grafic en taronja mostra la lectura de les corrents donades per els sensors i les corrents de sortida I_d i I_q .

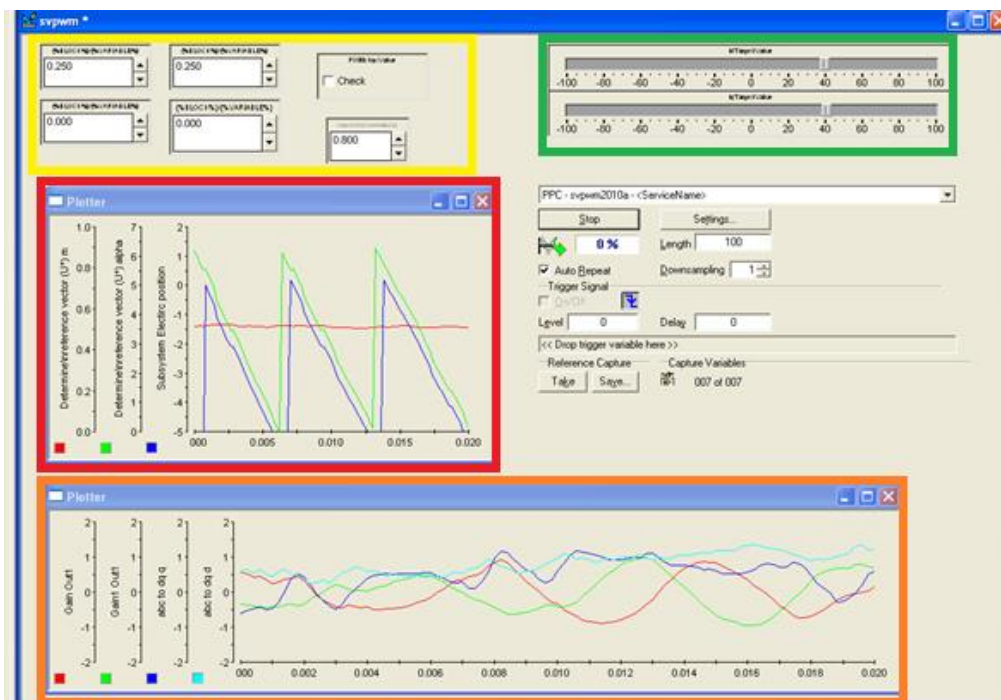
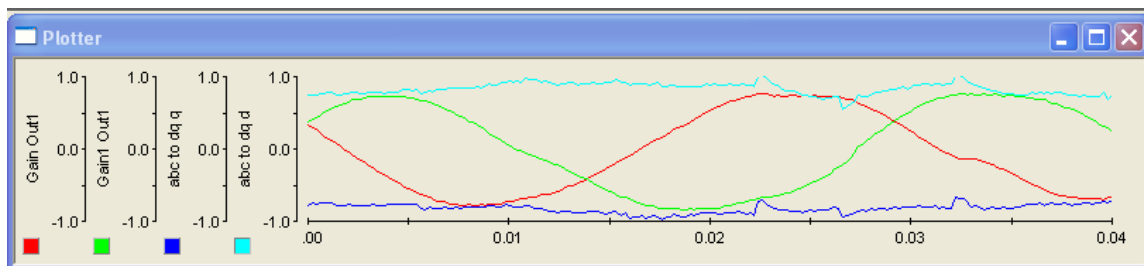


Figura 53: Captura de la interfície gràfica dissenyada per al experiment

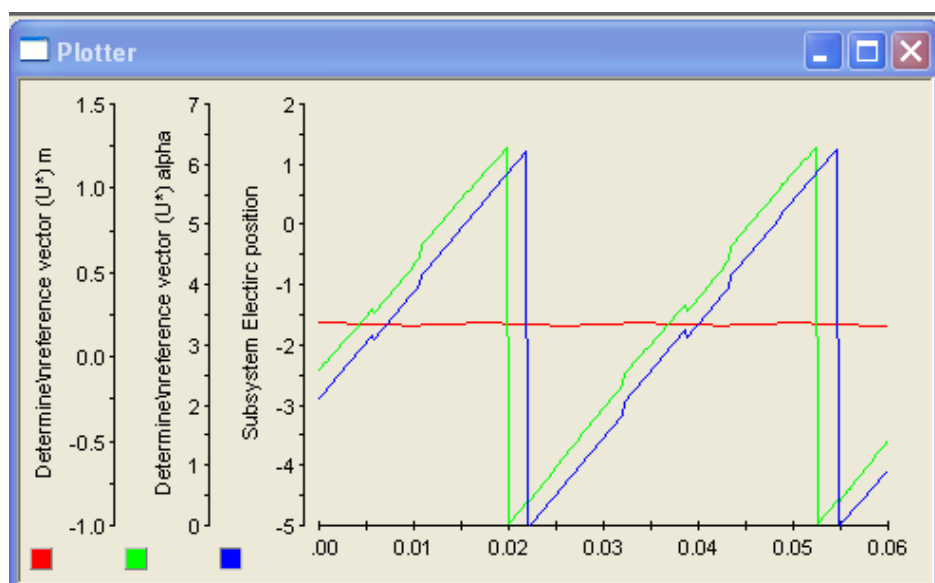
7 Resultats:

Després de la realització del experiment i diverses iteracions d'ajustos en el control s'ha comprovat el funcionament del motor sota carrega, s'ha pogut comprovar que el comportament del motor es robust i fiable, no te salts bruscos de control ni pèrdues de consigna o de posició.

Els reguladors PI's segueixen la consigna indicada i apliquen la corrent desitjada, a baixes demandes de parell es difícil d'apreciar, però a mesura que s'augmenta la carrega i es filtra la corrent I_d i I_q llegides es pot veure que es segueix la consigna demanada.



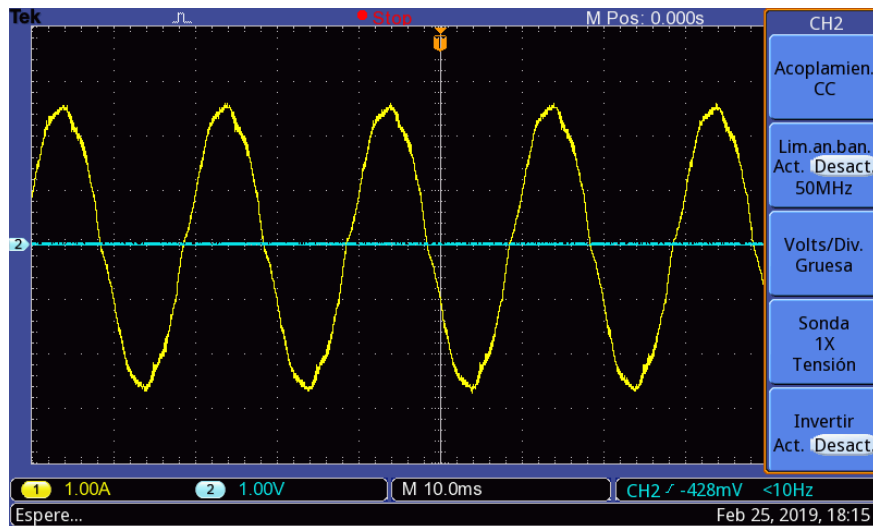
Inicialment es pretenia fer el seguiment de la posició només amb el encoder incremental, però al comprovar que li faltava la senyal de referencia es va decidir utilitzar els sensors hall per a tal propòsit. Finalment s'ha pogut apreciar que es realitza un seguiment de la posició perfecte i que en cap moment te desajustos, gira en els dos sentits i fa una lectura de la velocitat.





Els desacobladors del motor no acaben de fer un desacoblament del 100%, sempre queda una mica de interferència entre els llaços, això es pot compensar manualment ajustant I_d i I_q . Aquest problema es degut a un error de mesura en treure els paràmetres del motor o en una diferencia de L_d i L_q per a diferents pols, es a dir que la inductància no sigui homogènia en totes les bobines.

Les lectures de corrent són una mica imprecises per a valors molt baixos, a mesura que s'augmenta la carrega i el motor consumeix més, la precisió augmenta. Una altre solució que s'ha trobat per aquest problema es fer més d'una volta al cable de fase al voltant de la pinça, si es fa això s'ha de canviar el escalat de la lectura de corrent.



El més destacable del control es la seva robustesa, s'ha posat el motor a prova en moltes situacions i en cap moment ha perdut consigna ni control. Això es degut a la precisió i resolució amb la que es fa la lectura de posició, i al fet de que sigui una lectura digital la qual es veu menys afectada pel possible soroll electromagnètic.

8 Realització guió practica:

A continuació es fa una proposta de guió de pràctica de laboratori per tal de que els estudiants puguin desenvolupar el experiment realitzat en aquesta tesis al laboratori de accionaments elèctrics de la Escola Industrial de Terrassa.

1. Objectius de la pràctica:

- Fer el muntatge necessari per a realitzar un control SVPWM
- Ajustar els paràmetres del control
- Fer un ajust de reguladors PI's per afinar la resposta del motor

2. Material necessari:

- dSPACE DS1104
- Plataforma de connexions de la dSPACE DS1104
- Font d'alimentació DC de 24V i mínim 3A
- 2 pinces amperimètriques
- Motor PMSM
- Matlab/Simulink
- ControlDesk

3. Preparació dels components i connexions

Per al muntatge sencer de l'experiment es poden seguir tan la següent figura com la taula de connexions adjuntes a continuació.

En la imatge es pot apreciar en verd els components principals del muntatge, en verd es destaquen les pinces amperimètriques i les seves connexions en la dSPACE. Es important tenir ben identificades les pinces i saber en quines entrades analògiques van per a que el control pugui distingir les dues corrents. Un altre cosa a tindre en compte es el sentit de la corrent, com es pot veure en la imatge les pinces estan del revés ja que el sentit de corrent positiu serà el de entrada al motor.

En taronja es poden veure les connexions del sensor hall UVW del motor a la part inferior esquerra i la entrada del altre encoder incremental a la part superior, seguint la taula de connexions es pot identificar en quins pins van.

Finalment en vermell tenim les connexions del les sortides PWM amb les seves respectives entrades en el convertidor, en cables vermell tenim els semiconductors superiors i en blaus els inferiors.

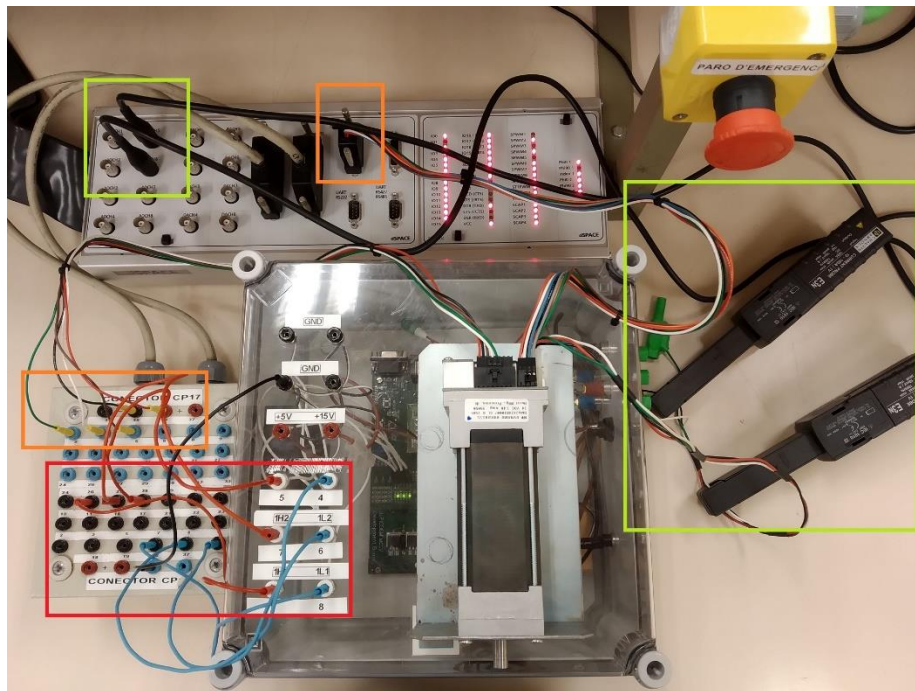


Figura 54: Disposició dels elements del muntatge al laboratori

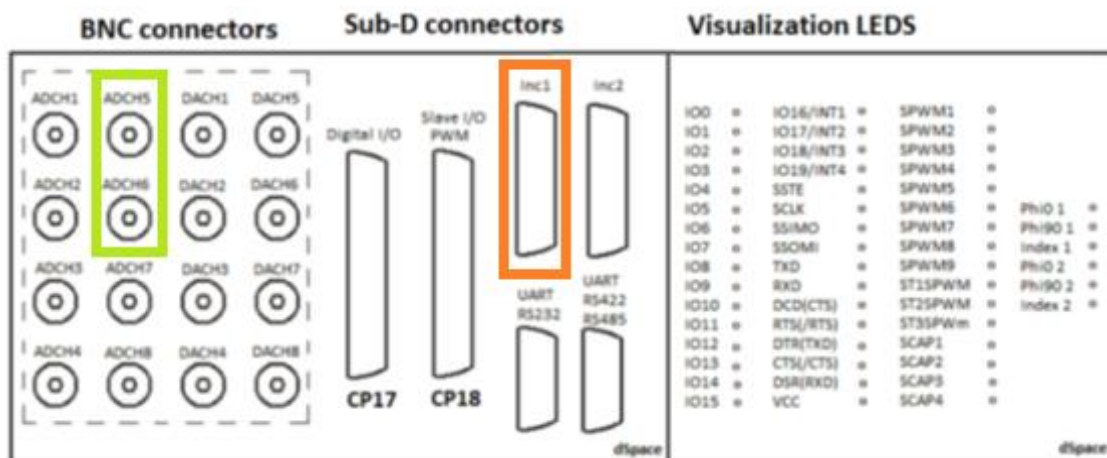


Figura 55: Esquematic dels connectors de la dSpace DS1104

Taula 8: Taula de connexions del muntatge

| Potencia motor | Convertidor |
|------------------------|------------------|
| U | L1 |
| V | L2 |
| W | L3 |
| N | - |
| Control Motor | dSpace |
| +5V | Inc 1 |
| GND | |
| A | |
| B | |
| +5V | CP17 + |
| Hall U | CP17 2 |
| Hall V | CP17 3 |
| Hall W | CP17 5 |
| GND | CP17 - |
| Potencia Convertidor | Font alimentació |
| DC+ | + |
| DC- | - |
| Control Convertidor | dSpace |
| H1 | CP18 26 |
| L1 | CP18 7 |
| H2 | CP18 27 |
| L2 | CP18 8 |
| H3 | CP18 28 |
| L3 | CP18 9 |
| GND | CP18 - |
| Pinces amperimètriques | dSpace |
| 1 (Fase U) | ADCH5 |
| 2 (Fase V) | ADCH6 |

Mitjançant les dues imatges anteriors i la taula de connexions es pot realitzar el muntatge complet del experiment.

4. Càrrega del software i modificació de paràmetres

Es proveeix del model amb simulink per a carregar en la dSPACE. Primer de tot per això s'han d'ajustar alguns paràmetres per tal de que el software funcioni.

- Entrades analògiques: Per tal de fer la lectura correcta de les corrents s'han de configurar els ADC's en funció dels canals que es facin servir, en aquest cas el canal 5 per a la lectura de la corrent R i el canal 6 per a la corrent S.

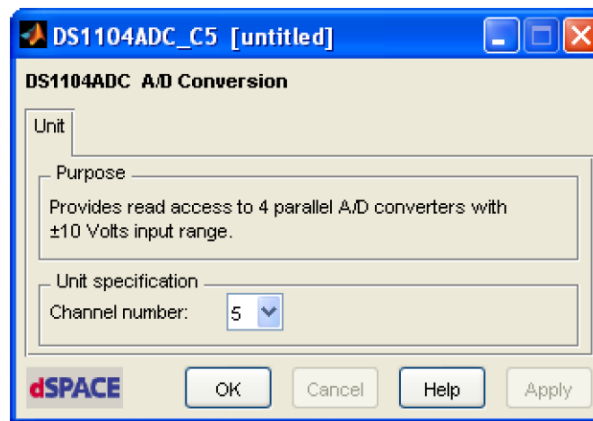


Figura 56: Configuració en Simulink de les entrades analògiques

- Entrada encoder incremental: S'ha de configurar en quina entrada incremental de la dSPACE s'ha connectat el encoder, en aquest cas el 1.

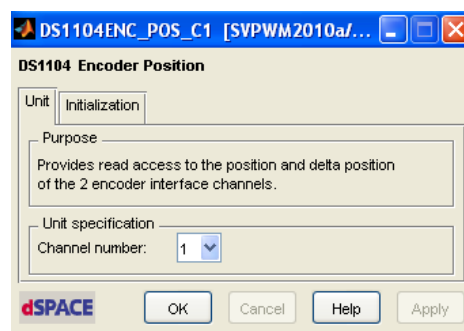


Figura 57: Configuració en Simulink del encoder incremental

- Entrades encoder hall UVW: El mateix que en el cas anterior per a cada entrada digital del encoder efecte hall. S'ha de configurar la entrada 1 per la fase U, la entrada 3 per la fase V i la entrada 5 per a la fase W.

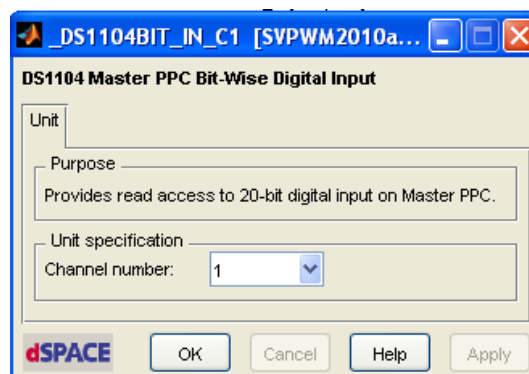


Figura 58: Configuració en Simulink de les entrades digitals

- Nombre de pòls: EN funció del nombre de pòls del motor hi ha un paràmetre en un guany dintre el subsistema de la interpretació de la posició que s'ha de modificar, en aquest cas es pot veure un multiplicant de valor 5 per els 5 parells de pòls del motor utilitzat. En funció dels parells de pòls que tingui el motor s'haurà de modificar aquest valor.

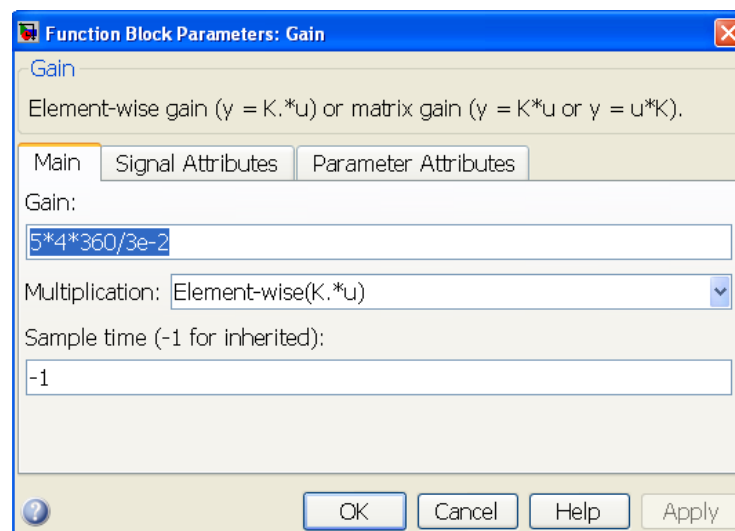


Figura 59: Configuració en Simulink del numero de parells de pòls del motor

- Paràmetres desacoblador: Per tal de que els dos llaços de control siguin totalment independents i facilitar així la regulació de les corrents es necessari conèixer els paràmetres del motor i introduir-los en els guanys destacats en la següent imatge. Aquest guanys es troben dintre el subsistema Current PWM Control->Control. Són K_e , L_d i L_q .

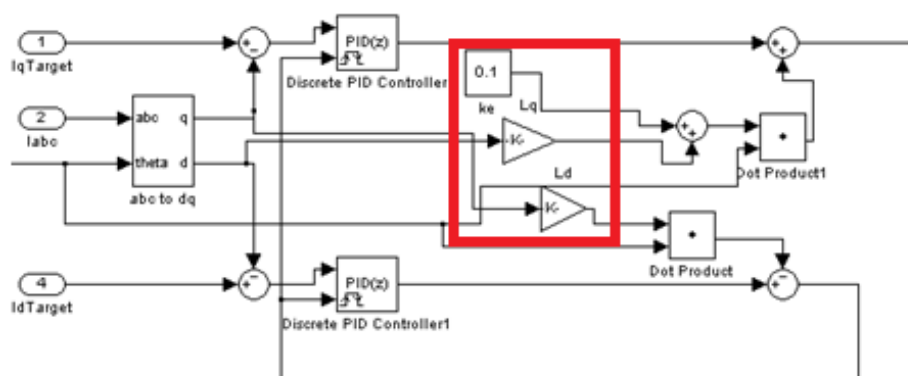


Figura 60: Esquema simulink dels paràmetres a modificar en el desacoblador

- Freqüència PWM: En funció dels paràmetres del convertidor, del motor i de la freqüència del processador, es pot configurar la freqüència de commutació del convertidor, en aquest cas s'ha configurat a 5000 Hz i amb un rang mort entre commutacions de 2µs.

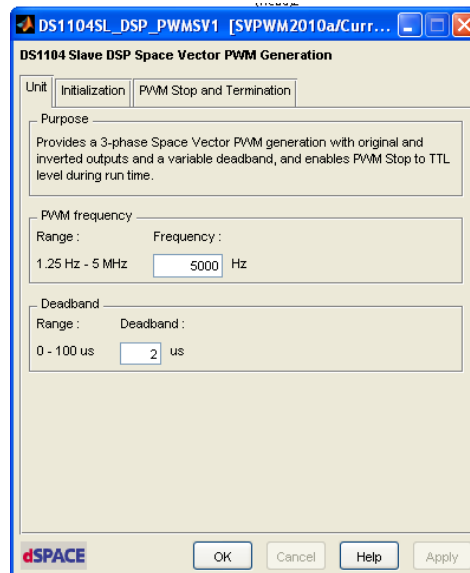


Figura 61: Configuració en Simulink de la freqüència del PWM

Finalment, quan ja estan tots els paràmetres configurats s'ha de procedir a descarregar el programa a la dSPACE, per a fer això s'utilitza el botó que es troba a dalt a la dreta del Simulink que s'anomena *incremental build*.



Figura 62: Captura del botó de simulink per carregar el programa a la dSpace

Tot seguit ens demanarà que prioritzem els diferents processos de computació, es deixen en la configuració per defecte i s'executa.

5. Configuració ControlDesk:

Per a la configuració del ControlDesk amb la interfície proporcionada s'han d'anar afegint els paràmetres a modificar posteriorment així com les senyals que es vulguin llegir. Els paràmetres més importants són, tan el terme proporcional i integral dels reguladors per a I_d i I_q , la entrada boolean del PWM stop i les consignes de corrent I_d i I_q .

Per tal de configurar-ho en el *ToolWindow* podem tindre accés a aquests paràmetres els quals haurem d'arrastrar a cada element del escriptori dissenyat per modificar-los online. En aquest experiment s'han escollit entrades numèriques per als paràmetres dels controladors PI's i barres lliscants per a les consignes.

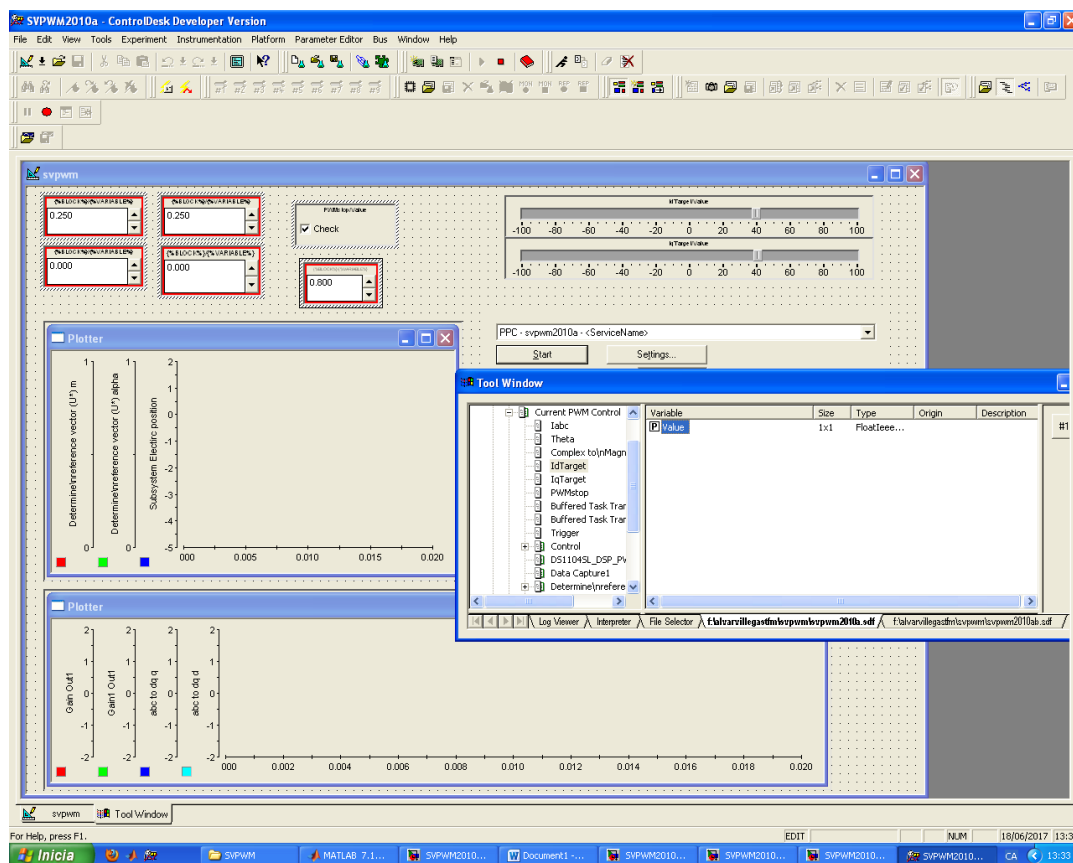


Figura 63: Captura de la ToolWindow del controldesk

6. Posta en marxa i ajust PI's:

Per a posar en marxa el inversor i poder-lo controlar des de el controlDesk s'ha de prémer el botó *animation mode* que es troba a la part superior de la finestra del controldesk, d'aquesta manera entrem a executar tot el programar.



Figura 64: Captura del boto per iniciar el controldesk

Ara ja es pot procedir al ajust dels PI's utilitzant la metodologia més convenient. En cas de tindre una carrega ajustable, el més recomanable seria utilitzar el mètode de Ziegler-Nichols, en cas de que no fos possible amb una carrega qualsevol es pot ajustar el control de manera manual.

9 Bibliografia:

- Mehrdad Ehsani, Yimin Gao and Ali Emadi. Modern Electric, Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles. Broken Parkway NW Boca Raton, CRC Press, 2010.
- Sabin-Constantin Carpiuc and Corneliu Lazar. Predictive DC-link Voltage Control of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives for Hybrid Electric Vehicles. IEEE multi-conference on Systemns and Control, 2014.
- Valentine, Richard. Motor control electronics handbook. New York: McGraw-Hill, 1998.
- Ali Ahmed Adam and Kayhan Gulez. Torque Control of PMSM and Associated Harmonic Ripples. Turkey.
- Davdi Vindel Muñoz. Design, Simulation and Implementation of a PMSM Drive System. Thesis for the Degree of master of Science in Engineering, Chalmers University of Technology, 2011.
- Dury, W., "Electrical Variable Speed Drives Mature Consumable or Radical Infant," Power Engineering Journal, April 1999, Vol.13, No.2, IEE, London.
- Christophe Batard, Frédéric Poitiers, Christophe Millet and Nicolas Ginot (2012). Simulation of Power Converters Using Matlab-Simulink, MATLAB - A Fundamental Tool for Scientific Computing and Engineering Applications - Volume 1, Prof. Vasilios Katsikis (Ed.), ISBN: 978-953-51-0750-7, InTech, DOI: 10.5772/46419.
- Lars Dauremann. Designing a three Phase Inverter for a Permanent Magnet Synchronous Motor. Thesis, Helsinki Metropolia Universit of Applied Sciences, 2013.
- Sunil Panda, Anupam Mishra and B. Srinivas. Control of VOLTage Source Inverters using PWM/SVPWM for adjustable Speed Drive Applications. Department of Electrical Engineering National Instiute of Technology Rourkela, Rourkela, 2009.
- Li, Muyang, "Flux-Weakening Control for Permanent-Magnet Synchronous Motors Based on Z-Source Inverters" (2014). Master's Theses (2009 -). Paper 284.
- Project Group PED4-1038C. Toruqe Control in Field Wakeneing Mode. Master Thesis, Institute of Enerfy Technology Aalborg University, 2009.
- Anders Kronberg. Design and SIMulation of Field Oriented Control and DIrect Torque Control for a Permanent Magnet SYnchronous Motor with Positive Saliency. Uppsala Universitet, 2012.
- Enrique L. Carrillo Arroyo. Modeling and SIMulation of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System. Thesis for the Master of Science in Electrical Engineering, University of Puerto Rico Mayagüez Campus, 2006.
- M. Ahmad. High Performance AC Drives, Power Systems, pp 13-45. Springerlink.com. Berlin, 2010.
- Rolf Ottersten. Vector Control of Double-Sided PWM Converter and Induction Machine Drive. Thesis for the degree of Licenciate of Engineering, Department of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Sweden, 2000.
- Agrawal, J. P. Power Electronic Systems: Theory and Design, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001. 562 p. ISBN: 0134428803
- Bose, B. K. Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, N.J., 2002.
- Jesús Fraile Mora. Máquinas Eléctricas. 6a edicion, McGraw-Hill Interamericana de España S.L., 2008.

10 Annexos:

- Datasheets (Arxiu ZIP adjunt)
- Pressupost (Arxiu PDF adjunt)
- Fitxers de programació Simulink Controldesk (Arxiu ZIP adjunt)
- Informe autoavaluació (Arxiu PDF adjunt)